Tehnium

ANUL XXI — NR. 241 **12/1990**

REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

SUMAR

PAGINILE ELEVULUI .... pag. 2—3
Aplicații ale circuitului βM3900

INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ .... pag. 4—5
Experiment
Adaptor
Identificarea și testarea dispozitivelor optoelectronice
ABC

CQ-YO .... pag. 6—7
SIGNAL 1
Filtru activ universal
Receptor

HI-FI .... pag. 8—9
Stereo spațial
Preamplificator-corector
Preamplificator universal

LABORATOR .... pag. 10—11
Linii de întîrziere pentru efecte sonore

ATELIER .... pag. 12—13
Turometre electronice

INFORMATICĂ .... pag. 14
Inițiere în programare

LA CEREREA CITITORILOR .... pag. 16—17
Introducere în televiziune
Depanare TV

CITITORII RECOMANDĂ .... pag. 18—19
Adaptor
Amplificator TV

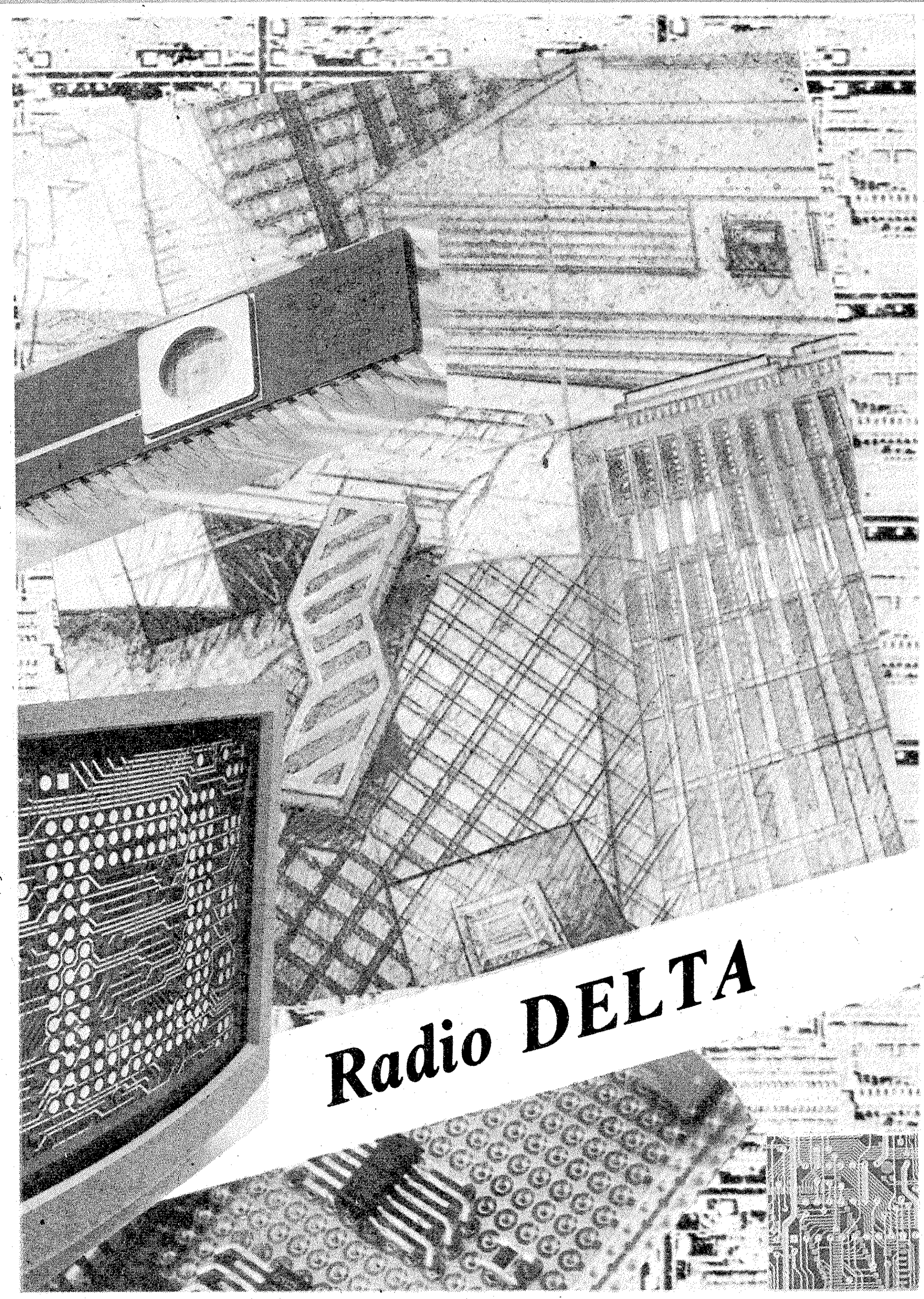
CINE-FOTO .... pag. 20—21
Măsurarea timpului de deschidere a obturatoarelor
Iluminatul în tehnica filmării

REVISTA REVISTELOR .... pag. 22
Voltmetru
Gong
Regulator de temperatură

PUBLICITATE .... pag. 23
I.A.E.I. — Focșani

SERVICE .... pag. 24
Amplificatorul DUAL CV40

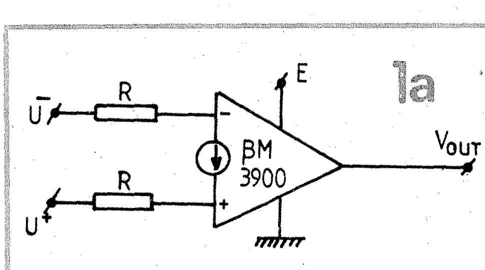
Redacția revistei „Tehnium" urează tuturor cititorilor și colaboratorilor
SĂRBĂTORI FERICITE ȘI LA MULȚI ANI, 1991!



ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM", BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1, COD 79784, OF. P.T.T.R. 33, SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66 - 17 60 10/2059

PREȚUL 8 LEI

Circuitul integrat βM3900 conține patru amplificatoare independente (amplificator operațional Norton cvadruplu), avînd cîte două intrări fiecare, proiectate să lucreze cu o singură sursă de alimentare și să permită o variație mare a tensiunii de ieșire.
Folosind acest circuit integrat se pot realiza cîteva aplicații deosebit de utile în activitatea constructorului amator. Una dintre acestea se referă la posibilitatea construcției unui dispozitiv de măsurare a tensiunilor ce intervin în montajele TTL (valori între 0 și 5 V). Pentru aceasta am utilizat circuitul în regim de comparator, conform celor prezentate în figura 1.



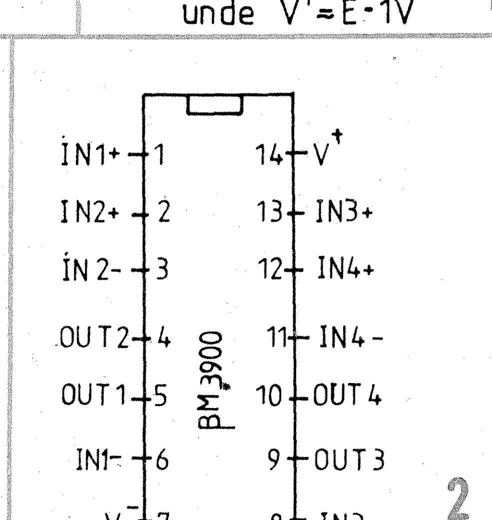
Cazuri	V_{OUT}
$U^- > U^+$	0
$U^- < U^+$	V^+

unde $V^+ \approx E - 1V$

1b

APLICAȚII ALE CIRCUITULUI βM3900

Ing. CRISTIAN APOSTOL



Configurația pinilor este prezentată în figura 2.
Funcționarea circuitului din figura 3 poate fi ușor înțeleasă urmărind tabelul din figura 4. Astfel, pentru tensiuni de comandă sub 1 V, toate cele 5 LED-uri sînt stinse, iar pe măsură ce tensiunea crește și depășește valorile de prag prezentate în tabel, numărul de LED-uri aprinse simbolizează partea întreagă a acestei tensiuni.
În figura 3 sînt prezentate 5 comparatoare avînd prestabilite pragurile de basculare din semireglabilele P1, P2, P3, P4 și P5. Aceste semireglabile se ajustează succesiv astfel încît pragul de basculare pentru AO1 să fie 1 V, pentru AO2 de 2 V, iar pentru AO5 de 5 V. Există și posibilitatea stabilirii pragurilor de basculare folosind un potențiometru și apoi, măsurînd cu precizie valoarea acestuia, se înlocuiește cu o rezistență (de preferat cu peliculă metalică) a cărei valoare să fie cît mai apropiată de valoarea măsurată (eventual prin sortare).
O modalitate de calcul al valorilor rezistențelor R1, R2, R3, R4, R5 poate fi efectuată folosind relația:

$$R_i = \frac{15 \cdot i}{15 - i} \ (k\Omega) \qquad (1)$$

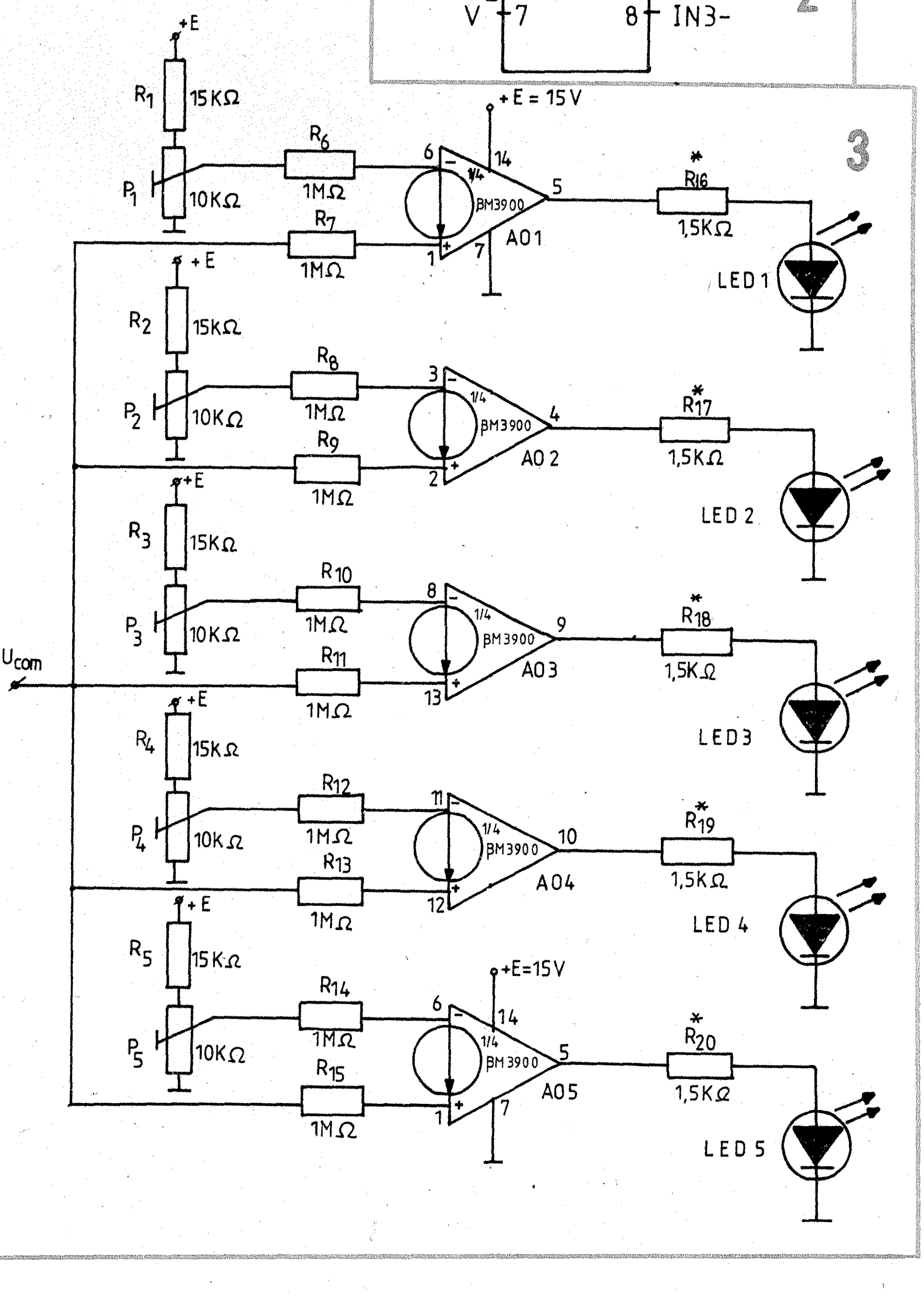
unde i = 1, 2, 3, 4, 5.

Astfel: pentru i = 1, R1′ = 1,071 kΩ;
i = 2 R2′ = 2,308 kΩ;
i = 3 R3′ = 3,75 kΩ;
i = 4 R4′ = 5,455 kΩ;
i = 5 R5′ = 7,5 kΩ.

Pentru a obține o precizie ridicată este necesar ca acest calcul să fie refăcut pentru adevărata valoare a rezistenței de 15 kΩ (R1, R2, R3, R4, R5) și în relația (1) să se considere valoarea exactă:

$$R_i = \frac{R_i \cdot i}{R_i - i} \qquad (2)$$

Realizarea practică este deosebit de comodă deoarece se utilizează două circuite integrate (unul folosit integral, iar al doilea în procentaj de 25%). Pentru a se ușura procesul de măsurare, LED-urile pot fi montate într-un dispozitiv sub forma unui clasic creion de tensiune, conform celor prezentate în figura 5.
Schema din figura 3 se poate extinde imediat pentru o plaja de tensiune mai mare, folosind mai multe amplificatoare în regim de comparatoare. O aplicație imediata a acestei extensii este obținerea unui VU-metru, caz în care se pot folosi 8 amplificatoare (două circuite integrate) sau chiar 12 amplificatoare operaționale (trei circuite integrate).



Pentru a obține însă acest VU-metru plecînd de la schema extinsă din figura 3 este necesar, în plus, un circuit de redresare de precizie, urmat de filtrare, precum cel prezentat în figura 6. Cu aceste considerente se poate obține schema prezentată în figura 7. În această schemă se folosesc trei circuite integrate, deci în total 12 amplificatoare operaționale, din care unul este utilizat pentru redresare, iar celelalte 11 sînt folosite în regim de comparatoare pentru comanda celor 11 LED-uri.

Realizarea este deosebit de simplă, iar reglajul se face absolut similar cu cel al testerului TTL, cu mențiunea că se măsoară inițial tensiunea în punctul A, după care valoarea ei se divizează prin 11, obținînd astfel cele 11 praguri de basculare ale comparatoarelor, reglabile succesiv din potențiometrele ajustabile de 10 kΩ. Pentru a nu încărca placa de montaj cu prea multe semireglabile, se poate determina succesiv valoarea rezistenței pentru basculare a comparatorului folosind eventual un potențiometru, după care printr-o sortare atentă se pot planta rezistoare cu valori cît mai apropiate de cele măsurate anterior.

Montajul necesită o alimentare asimetrică folosind o sursă de tensiune de 15 V, dar valoarea acesteia nu este critică.

Există două variante ale circuitului integrat βM3900, ce se diferențiază prin tensiunea de alimentare astfel:

βM3900 A: +4 V... +36 V;

βM3900 B: +4 V... +18 V.

În cazul în care se utilizează o altă tensiune din intervalele mai sus specificate se va avea o deosebită grijă pentru recalcularea rezistențelor de la ieșirea AO, ce limitează curentul prin LED-uri utilizînd relația:

$$R^* = \frac{E-3}{8} \qquad (3)$$

în care E reprezintă tensiunea de alimentare exprimată în volți și, de asemenea, se alege o valoare de 8 mA a curentului prin LED, suficient pentru ca acesta să se aprindă, dar nici să nu fie în pericol de ardere.

Spre exemplu, dacă E = 12 V, se obține R* = 1,125 kΩ.

BIBLIOGRAFIE

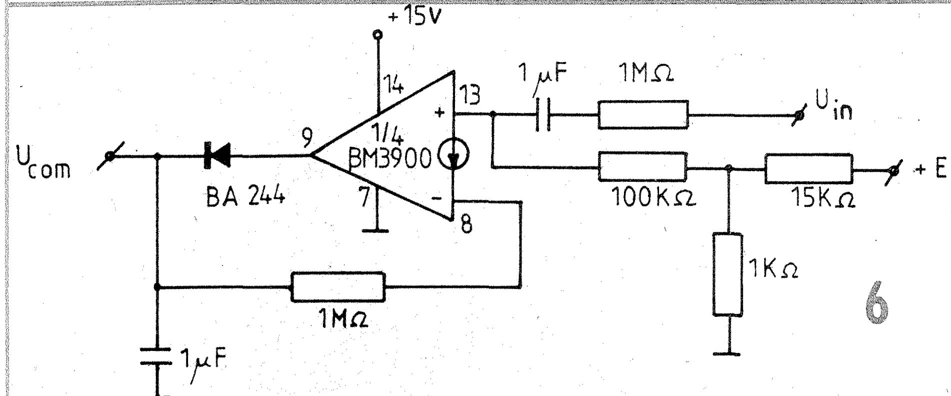
Râpeanu R. — Circuite integrate analogice, 1983.

Cazuri	L_1	L_2	L_3	L_4	L_5
$U_{com} < 1V$	0	0	0	0	0
$1V \leq U_{com} < 2V$	1	0	0	0	0
$2V \leq U_{com} < 3V$	1	1	0	0	0
$3V \leq U_{com} < 4V$	1	1	1	0	0
$4V \leq U_{com} \leq 5V$	1	1	1	1	0
$U_{com} \geq 5V$	1	1	1	1	1

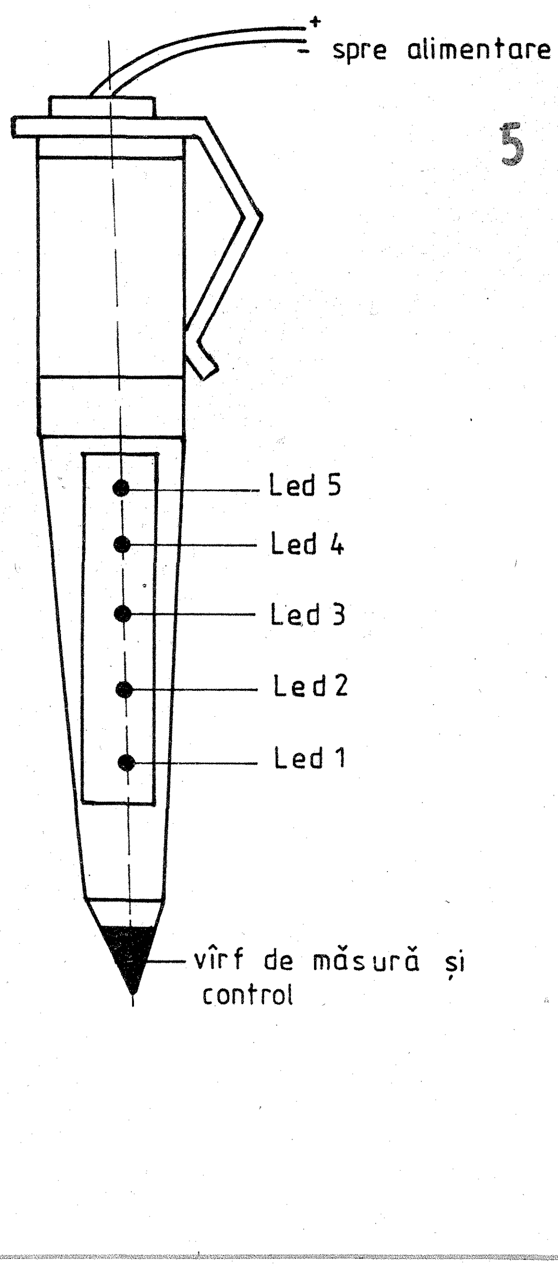
1=LED APRINS

0=LED STINS

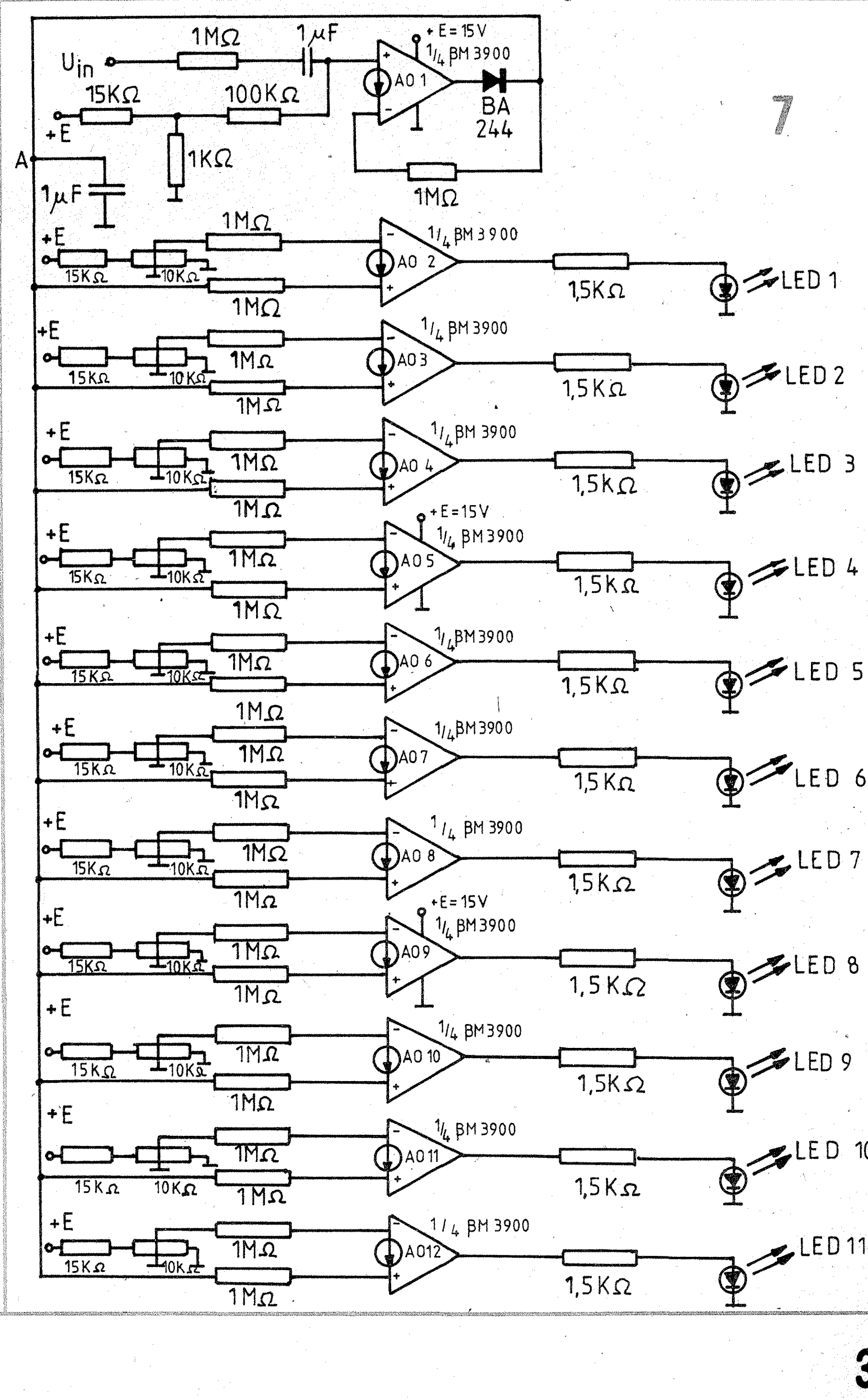
4



6



5



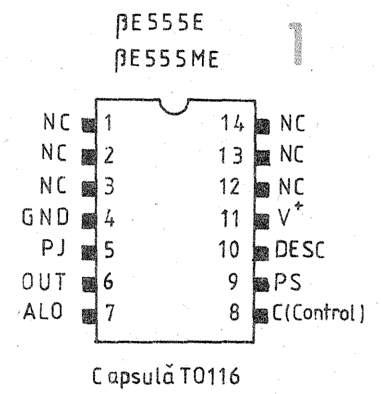
7

INIȚIERE ÎN RADIOELECTRONICĂ

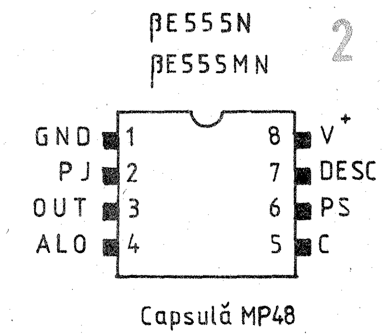
EXPERIMENT

Vă propunem în cele ce urmează să analizăm împreună o altă aplicație tipică a circuitului integrat 555, anume aceea de **astabil** (multivibrator sau generator de semnale dreptunghiulare periodice), în scopul final de a realiza un **releu electronic** **de semnalizare** luminoasă. Dacă ați făcut cumva vreo asociere cu (eventual) buclucașul releu de semnalizare ce echipează autoturismul dv., să știți că nu este o simplă coincidență. Efectiv de la această idee a pornit experimentul de față, dar el s-a confruntat pe parcurs cu unele inconveniente și „surprize", astfel că am considerat utilă comentarea lor, bineînțeles pentru amatorii care vor dori să abordeze practic o astfel de construcție.

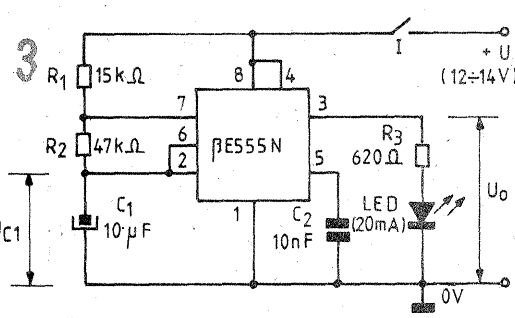
Am optat pentru utilizarea circuitului 555 atît din considerente de simplitate, fiabilitate și cost, cît mai ales datorită reproductibilității foarte bune a duratelor prestabilite de conducție și blocare, implicit a frecvenței de oscilație, știut fiind că acestea depind într-o foarte mică măsură de valoarea tensiunii de alimentare.

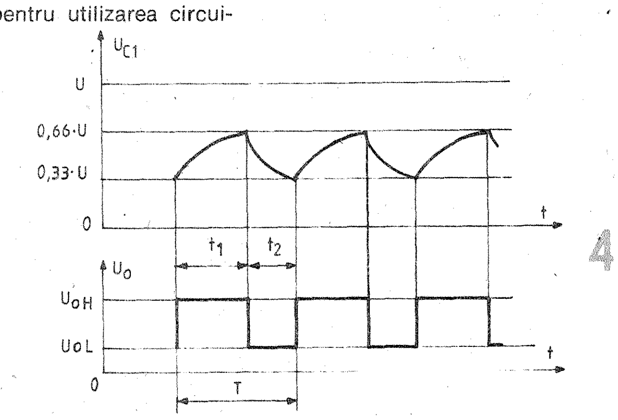


Capsula TO116



Capsulă MP48





Ne vom referi concret la variantele βE555E și βE555N ale circuitului, produse de I.P.R.S.—Băneasa, pentru care reamintim în figurile 1 și, respectiv, 2 dispunerea terminalelor la capsulă.

Recomandăm de la bun început utilizarea unui soclu pentru conectarea circuitului, cel puțin în faza experimentală, atît pentru protejarea acestuia la repetatele operații de cositorire, cît și în vederea înlocuirii comode a exemplarului de integrat, la nevoie sau în dorința expresă de testare. Un soclu DIL cu 2×7 pini convine ambelor variante, fără modificarea conexiunilor.

Primul pas îl constituie, într-adevăr, testarea funcțională a exemplarului disponibil de integrat și putem efectua foarte bine această operație chiar într-un montaj de **astabil**, economisind astfel timp și cîștigînd o oarecare experiență. Pentru noi este și un bun prilej de a aminti pe scurt principiul de funcționare.

Să urmărim, deci, figura 3, unde astabilul are drept sarcină — dar și pe post de indicator de funcționare — un LED înseriat cu rezistența de limitare R3. Dacă montajul este corect executat și integratul bun, la conectarea tensiunii de alimentare +U (nu neapărat stabilizată, dar bine filtrată), LED-ul va începe să ilumineze intermitent. Duratele de

ADAPTOR

Schema alăturată vă sugerează doar ideea unui experiment, pe cît de util, pe atît de simplu și neașteptat de eficient. Este vorba despre un adaptor care se intercalează între redresorul simplu utilizat (din ce în ce mai rar, e drept) la **încărcarea acumulatoarelor auto** de 12 V și baterie. El permite limitarea automată a curentului maxim de încărcare la o valoare dorită, ce poate fi reglată fin din potențiometrul P1 și, de asemenea, decuplarea automată a redresorului la atingerea pragului final de încărcare (reglaj din P2). În plus, s-au mai prevăzut ca funcții auxiliare, utile și ele, indicarea optică a apropierii de faza finală, prin „aprinderea" LED-ului roșu D3, precum și un circuit de măsurare (echipat cu microampermetrul M), care poate fi ușor etalonat pe post de ampermetru.

Toate valorile pieselor sînt orientative, ele depinzînd atît de valoarea concretă Ur a tensiunii furnizate de redresor (transformator de rețea plus punte redresoare, fără filtraj), cît și de sensibilitatea exemplarului de tiristor utilizat.

Principiul de funcționare are la bază comanda unghiului de deschidere al tiristorului pe întreg intervalul 0 ÷ 180° (aranjamentul R1, P1, C1, plus limitarea auxiliară cu R2 și protecția porții cu D1), ceea ce permite reglajul fin al curentului de încărcare în toată plaja dorită, 0 ÷ Imax. Cît privește decuplarea automată, s-a apelat la o soluție cunoscută deja cititorilor noștri din articolele precedente, și anume blocarea elementului activ (aici tiristorul Th) în momentul în care tensiunea la bornele bateriei atinge o anumită valoare prestabilită. În acest scop, tensiunea Ua este „supravegheată" de grupul R6, D2, D3, P2, iar la „momentul" dorit, selectabil din P2, se comandă deschiderea tranzistorului T1 și implicit blocarea tiristorului.

În fine, căderea de tensiune I.R4 la bornele rezistenței de limitare R4 este folosită și pentru măsurarea indirectă a curentului de încărcare I, pe principiul voltmetrului, dar cu etalonarea instrumentului direct în amperi (reglaj R5, în funcție de valoarea lui R4 și de sensibilitatea microampermetrului M).

Etapa cea mai migăloasă a experimentării o constituie realizarea și ajustarea rezistenței R4 (spirală în aer, din nichelină, constantan etc. cu diametrul firului de cca 1 mm). Se va pleca inițial de la valoarea de cca 1—1,2 Ω, după care se va „scurta" pînă la obținerea curentului maxim dorit, cu tiristorul „deschis" complet.

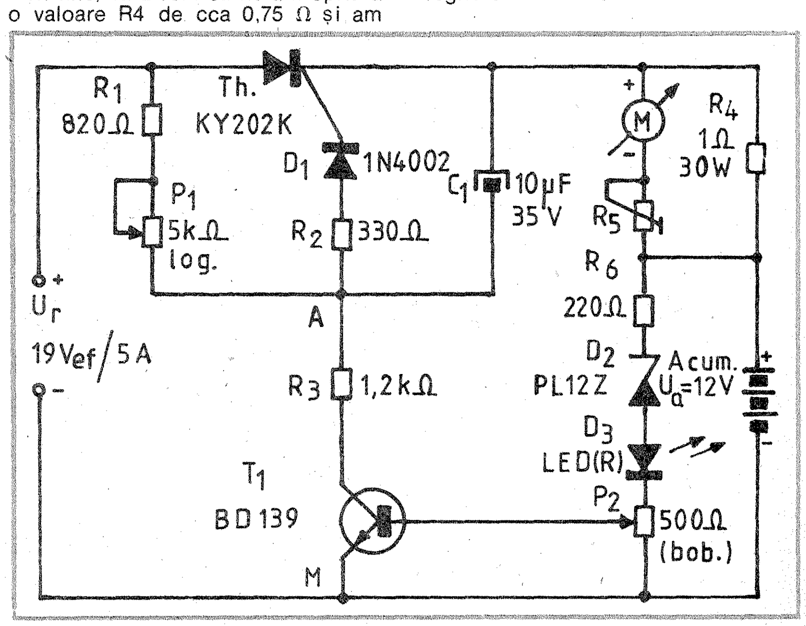
Am utilizat un tiristor de 10 A din seria KY202K, montat pe radiator de cca 150 cm². Pentru exemplare mai puțin sensibile (curenți mai mari de poartă), valorile lui R1, R2, eventual și P1 vor fi reduse corespunzător prin tatonare. Circuitul de decuplare automată (T1 și divizorul din baza sa) nu se va monta în această primă etapă.

După ce am ajustat pe R4 și ne-am asigurat că prin manevrarea lui P1 putem varia curentul în întreaga plajă dorită, 0 ÷ Imax, selectăm din P1 valoarea Imax pentru curentul de încărcare (de exemplu, 4 A) și conectăm provizoriu între punctele A și M o rezistență R3, plecînd de pildă de la 5 kΩ în jos. Curentul de încărcare — indicat în permanență de un ampermetru înseriat cu bateria — va scădea simțitor, pînă la anulare. Evident, vom alege o valoare R3 care să asigure anularea lui I (blocarea fermă a tiristorului), dar totuși nu foarte mică.

Următoarea etapă o constituie dimensionarea divizorului R6, D2, D3, P2, despre care am mai vorbit recent la această rubrică, montarea lui T1 și, evident, ajustarea lui P2 prin probe.

În fine, să zicem că ne-am oprit la o valoare R4 de cca 0,75 Ω și am ales aproximativ Imax = 4 A. Rezultă la bornele lui R4 o cădere maximă de tensiune de cca 3 V, care ne va servi orientativ ca punct de plecare în etalonarea „ampermetrului" M+R5.

Dacă avem, de pildă, un microampermetru M de 60 μA și divizat 0 ÷ 60, îl putem transforma cu R5 într-un voltmetru cu 4,5 V la cap de scală. În acest fel, curentul maxim de 4 A va fi indicat tocmai la diviziunea 40. Liniaritatea „ampermetrului" nu va fi perfectă (intervin aici probleme mai delicate, legate de distincția valoare medie-valoare eficace), dar chiar așa, aproximativ, indicatorul este foarte util în supravegherea încărcării.



conducție („aprins") și blocare („stins"), implicit perioada oscilației, T, vor fi practic independente de valoarea tensiunii U, în plaja orientativă 5 V ÷ 15 V.

Funcționarea montajului este descrisă pe larg în manualul de utilizare al întreprinderii producătoare (Circuite integrate liniare, vol. 3). Pe scurt, caracteristica de transfer „intrare"-ieșire este condiționată de încărcarea condensatorului C1 de la sursa de tensiune U, prin rezistențele înseriate R1 și R2, urmată ciclic de descărcarea lui via R2 — pin 7 (DESC.). Prin structura internă a circuitului — pe care nu o vom aminti aici — comutarea jos-sus a ieșirii se produce atunci cînd tensiunea de la bornele condensatorului C1 atinge pragul 0,33 U (vezi figura 4), iar comutarea sus-jos atunci cînd UC1 atinge pragul 0,66 U. S-au notat cu: t1 — durata de „conducție" (nivel sus la ieșire), t2 — durata de „blocare" (nivel jos la ieșire) și T — suma celor două durate, adică tocmai perioada oscilației,

$$T = t_1 + t_2 \qquad (1)$$

Încărcarea lui C1 prin R1 + R2, ca și descărcarea sa prin R2, respectă bine cunoscutele legi exponențiale, de unde, ținînd cont de pragurile de basculare impuse, se pot deduce ușor expresiile duratelor t1, t2 și T:

$$t_1 = (R_1 + R_2) \cdot C_1 \cdot \ln 2 \approx$$
$$\approx 0{,}7 \cdot C_1 \cdot (R_1 + R_2) \qquad (2)$$
$$t_2 = R_2 \cdot C_1 \cdot \ln 2 \approx$$
$$\approx 0{,}7 \cdot C_1 \cdot R_2 \qquad (3)$$
$$T = (R_1 + 2R_2) \cdot C_1 \cdot \ln 2 \approx$$
$$\approx 0{,}7 \cdot C_1 \cdot (R_1 + 2R_2) \qquad (4)$$

În aceste relații, R1 și R2 se exprimă în ohmi, C1 în farazi iar t1, t2 și T în secunde.

Pentru exemplul numeric din figură rezultă aproximativ t1 ≈ 0,43 s, t2 ≈ 0,33 s, T ≈ 0,76 s. Asupra acestor durate putem acționa fie prin alegerea capacității lui C1, fie prin ajustarea valorilor lui R1 și R2. Vă propunem chiar să vă convingeți de acest lucru, respectînd însă recomandarea producătorului de a nu scădea pe R1 sub valoarea limită de orien-

(CONTINUARE ÎN PAG. 15)

IDENTIFICAREA ȘI TESTAREA DISPOZITIVELOR OPTOELECTRONICE

Ne vom referi în continuare la dispozitivele optoelectronice de uz curent — fotorezistoare, fotodiode, fototranzistoare, diode electroluminescente (LED-uri) cu emisie în lumină vizibilă sau în infraroșu, celule fotovoltaice, optocuploare — componente ce au început să pătrundă semnificativ în casele noastre, îndeosebi prin intermediul aparaturii electronice moderne (televizoare color, videocasetofoane, aparatură cine-foto etc.), dar și direct, achiziționate ca atare sau în diverse seturi de montaje gen fotocomandă, tir optic etc.

Constructorul amator nu este luat pe nepregătite de această invazie a optoelectronicii; dimpotrivă, el o așteaptă de mult, căci experiențele sale, mai mult sau mai puțin modeste, cu piesele disponibile de acest gen, i-au stîrnit interesul, dezvăluindu-i posibilități nebănuite de utilizare în cele mai diverse domenii.

Un prim pas spre utilizarea propriu-zisă a acestor dispozitive îl reprezintă **identificarea** lor, iar al doilea, firește, **testarea funcțională.** Tocmai despre aceste etape premergătoare ne-am propus să tratăm în articolul de față, cu toate că problema poate să pară banală, iar specialiștii vor zîmbi, probabil.

Problema propusă este totuși serioasă, din mai multe motive: în primul rînd, diversitatea mare a tipurilor de astfel de componente, în bună parte de proveniență străină; în al doilea rînd, utilizarea de către producători a unui număr relativ restrîns de capsule, mai mult sau mai puțin „consacrate", în care putem întîlni practic orice tip de dispozitiv. Cine știe cum arată un LED — și mă îndoiesc că ar mai exista amatori care să nu știe — va fi surprins să descopere într-o capsulă identică o fotodiodă sau un fototranzistor. Viceversa, o capsulă obișnuită de tranzistor BC, bineînțeles echipată cu „fereastră" transparentă, poate găzdui foarte bine un LED, chiar dacă producătorul nu a găsit necesar să-i taie cel de-al treilea terminal, ci l-a conectat intern la anod sau la catod. Pentru a ne induce și mai bine în eroare, LED-ul cu pricina se poate comporta foarte bine ca o fotodiodă, refuzînd în schimb să emită lumină vizibilă, după care l-am recunoaște ușor.

În al treilea rînd, ajutorul cel mai prețios în vederea identificării, anume codul inscripționat pe capsulă, se poate dovedi total inutil, din simplul motiv că nu posedăm catalogul firmei producătoare. În fine, se mai întîmplă uneori ca marcajul să fie parțial deteriorat sau șters complet. Și atunci?

Atunci nu ne mai rămîne decît să pornim la drumul propus. Imaginați-vă, de pildă, că vi s-a oferit cadou un dispozitiv optoelectronic (D.O.E.) necunoscut și, cum este firesc, vă grăbiți să aflați ce este și dacă este bun (între noi fie vorba, dacă piesa e compromisă, s-ar putea să nu mai aflăm niciodată ce a fost, dar nici nu ne mai interesează în acest caz).

Descurajați de cele arătate mai sus, nu veți pune prea mare bază pe tipul capsulei — și bine faceți — mai ales dacă inscripția existentă nu vă spune aproape nimic. Prezența unei „ferestre" transparente din sticlă sau plastic, cu lupă sau nu, ori realizarea integrală a capsulei din material plastic constituie, totuși, indicii care pledează pentru natura optoelectronică a dispozitivului. Într-adevăr, pentru orice D.O.E. o astfel de fereastră este strict necesară, ea avînd rolul de a permite accesul luminii (vizibile sau I.R.) spre sau dinspre zona activă. Se cunosc însă și alte categorii de componente a căror capsulă este echipată cu fereastră transparentă (de exemplu unele tipuri de memorii cu ștergere prin radiații ultraviolete).

Primul pas îl constituie **numerotarea terminalelor,** într-o ordine sau manieră absolut arbitrară, dar folosind anumite criterii, repere etc. care să facă operația ușor și sigur reproductibilă. De regulă, capsula prezintă anumite elemente de nesimetrie („cheiță", teșitură în dreptul unui terminal etc.) special prevăzute în acest scop. Dacă, totuși, nu există sau nu le putem descoperi ușor, putem proceda la îndoirea discretă a unui terminal (eventual marcare cu un punct de vopsea, cositorire, chiar scurtare etc.). Important este să notăm convenția făcută, pentru a nu o uita.

Să începem cu cazul cel mai simplu, cînd piesa noastră are numai **două terminale.** Sincer să fiu, nu știu pînă la ce număr de terminale s-a ajuns în momentul de față în cadrul D.O.E., dar oricum noi ne vom opri aici la maximum patru, lăsînd pasionaților sarcina explorării în continuare.

Prima tentație este să conectăm cumva dispozitivul la instrumentul de măsură și să vedem dacă este sau nu sensibil la variațiile iluminării ambiante. Într-adevăr, orice tip de D.O.E., dacă este bun, trebuie să manifeste o astfel de sensibilitate. Problema este cum vom proceda practic, pe ce domenii ale AVO-metrului vom lucra și mai ales cum vom proceda la identificarea propriu-zisă a tipului, în funcție de informațiile obținute.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

• ABC • ABC • ABC • ABC • ABC •

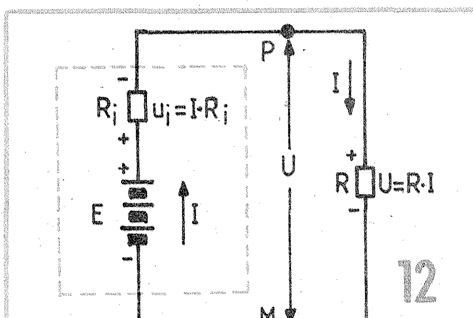
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Rezistența internă a sursei

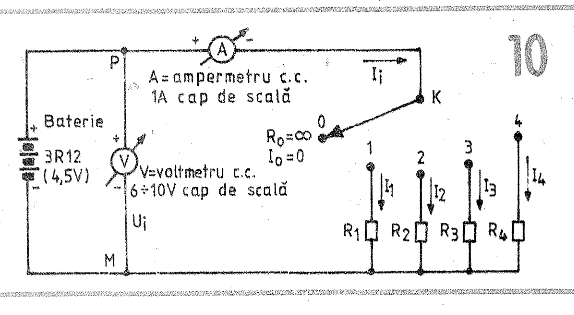
Să ne întoarcem la circuitul electric cel mai simplu (figura 2), alcătuit dintr-o sursă de tensiune continuă, U și o rezistență de sarcină, R. În analiza anterioară noi am presupus că sursa are o rezistență internă foarte mică, neglijabilă în raport cu R. În practică, însă, lucrurile nu stau întotdeauna așa — și vom considera imediat un exemplu contrar —, motiv pentru care va trebui să ținem cont adeseori și de acest parametru intern, mai greu accesibil nouă la prima vedere, denumit **rezistența internă a sursei.**

Exemplul se referă la o sursă banală, cunoscută tuturor, anume o baterie de lanternă de tip 3R12, de 4,5 V. Dacă măsurăm cu un voltmetru cc tensiunea la bornele bateriei „în gol", adică fără a avea conectat vreun consumator extern, obținem, într-adevăr, o valoare în jur de 4,5 V, pe care o vom nota cu U_0 sau E.

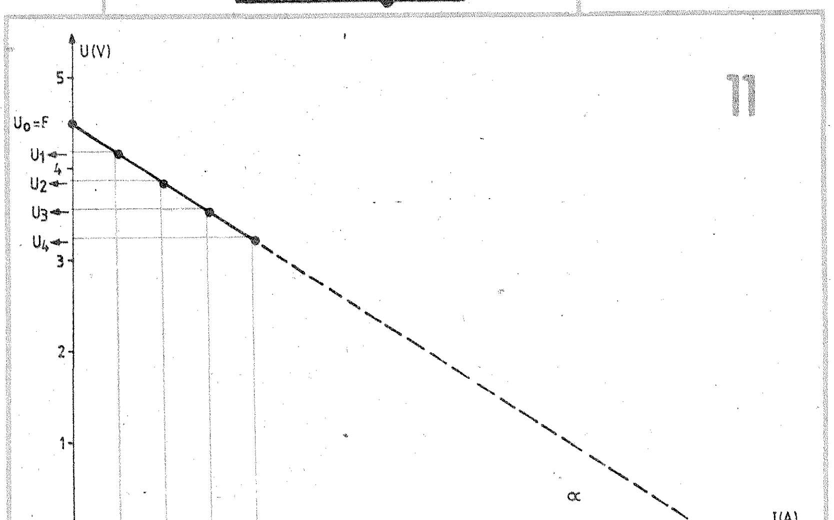
Să presupunem că am sortat mai mulți consumatori, R1 ÷ R4 (de pildă becuri sau combinații de becuri de lanternă de diverse tipuri), care să solicite din bateria noastră curenți din ce în ce mai mari, I1 ÷ I4, orientativ în plaja 0 ÷ 1 A. Un aranjament experimental comod este sugerat în figura 10, unde tensiunea la bornele P—M ale bateriei este urmărită cu ajutorul voltmetrului V, intensitatea curentului debitat este indicată de ampermetrul A, iar consumatorul dorit, Ri (i = 0, 1, .. 4) se selectează din comutatorul K. Efectuînd măsurătorile pentru toate cele cinci poziții



12



10



11

ale lui K, vom nota sub formă de tabel perechile Ui, Ii obținute. Bineînțeles, comutatorul nu se va ține mult timp pe pozițiile corespunzătoare unor curenți mari, de peste 0,3—0,4 A.

O primă concluzie importantă se desprinde chiar pe parcursul măsurătorilor, și anume vom constata că **tensiunea U la bornele bateriei scade o dată cu creșterea intensității I a curentului consumat.**

Pentru aprofundare vom apela la reprezentarea grafică a perechilor de valori experimentale Ii, Ui (i = 0, 1, ... 4), evident, în planul I, U, așa cum se arată în figura 11. În pofida inevitabilelor erori de măsurare, graficul va avea un pronunțat caracter liniar, reprezentînd cu bună aproximație un segment de dreaptă cu panta negativă. Altfel spus, **scăderea tensiunii la bornele bateriei este direct proporțională cu creșterea intensității curentului debitat.**

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

SIGNAL 1

I. MIHAI

Mulți cititori ai revistei noastre posesori sau mari cunoscători ai stației de telecomandă „Signal 1" au solicitat schemele electrice atît ale receptorului cît și ale emițătorului, cît și unele modificări ce se pot executa pentru a îndeplini și alte funcțiuni, de aceea nu vom face referiri ample la funcționarea sa inițială.

După cum se observă din schema emițătorului, acesta lucrează pe aproximativ 27,120 MHz, modulat cu 1 000 Hz, puterea la emisie nedepășind 10 mW la o alimentare cu 9 V. Deci la fiecare apăsare a butonului se emite această undă modulată.

Receptorul de tip superreacție asigură o sensibilitate de 50 μV pentru frecvența de 27,120 MHz, cînd este alimentat cu 9 V.

În emițător semnalul de 1 000 Hz este produs de multivibratorul format cu tranzistoarele VT3 și VT4.

Acest semnal modulează etajul oscilator prin rezistoarele R3, R5 de la colectorul tranzistorului VT3. Etajul final echipat cu tranzistorul VT1 își trimite puterea în antenă prin filtrul Collins, format din C1—L1—C2.

Tranzistoarele din emițător, respectiv KT315, pot fi înlocuite cu BC170—BC171, iar tranzistorul KT361 cu BC309 sau BC177 (deci un pnp cu siliciu).

Pentru ca acest mic emițător să lucreze modulat cu semnal vocal, în scopul unor mici comunicații (în special cînd se urmărește reglarea sau poziționarea unor antene), se procedează în felul următor: se deconectează condensatorul C8 de la colectorul tranzistorului VT3. La terminalul deconectat se cuplează un microfon sau, în lipsa acestuia, chiar o cască telefonică. Dacă semnalul audio este mic, se mărește valoarea rezistorului din colectorul VT3 de la 2,2 kΩ la 6,8 kΩ.

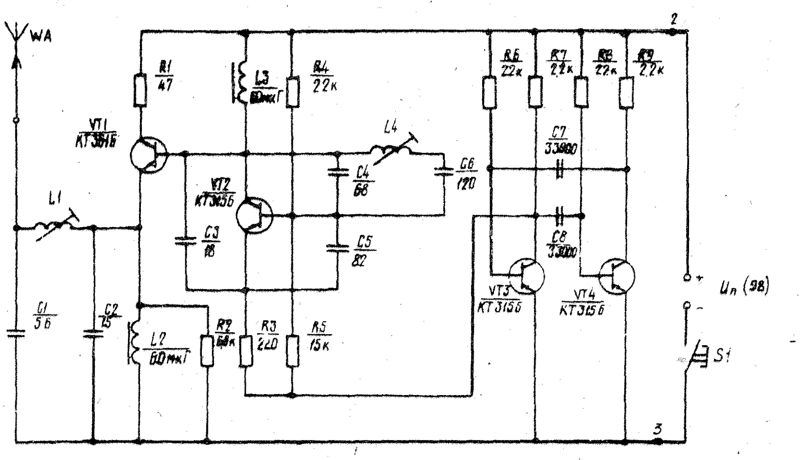
În receptor semnalul audio obținut de la etajul de superreacție, la bornele rezistorului R2, se aplică bazei tranzistorului VT2 prin filtrul trece—jos C6—R3—C9.

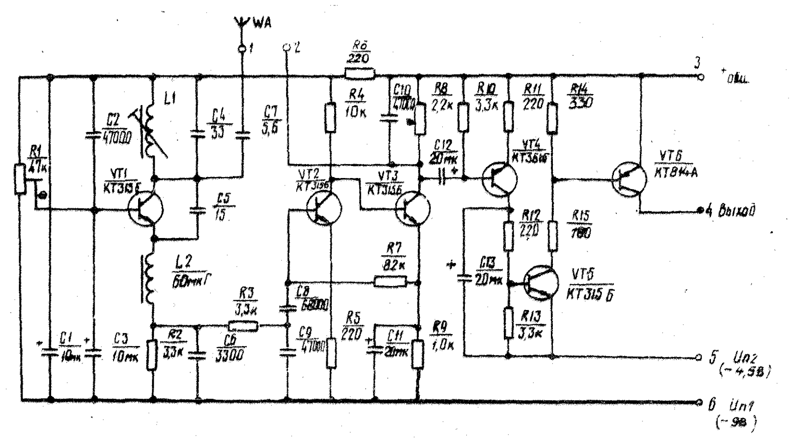
Semnalul audio se poate asculta prin intermediul unor căști direct între terminalele 2 și 6, bineînțeles printr-un condensator cu valoarea de peste 0,1 μF.

Semnalul de aici poate fi aplicat și unui amplificator și ascultat într-un difuzor.

Și aici tranzistoarele KT315 pot fi înlocuite cu BC170—BC171—BF241.

Cei care doresc să realizeze o stație de telecomandă după aceste scheme pot utiliza în receptor în locul tranzistorului KT361 un BC177, iar în locul lui KT814 se va monta un tranzistor care să asigure și să reziste la curentul de acționare a sarcinii, de exemplu a unui releu. Între punctele 5 și 6 se va monta un rezistor de 1—1,5 kΩ/0,5 W.





FILTRU ACTIV UNIVERSAL

Ing. DRAGOȘ MARINESCU

O ramură importantă a electronicii moderne este teoria și practica filtrelor active, căreia, în ultimii ani, i s-a acordat o atenție deosebită.

O dată cu dezvoltarea amplificatoarelor operaționale au apărut o serie de tipuri de filtre care au condus la apariția așa-numitelor montaje „leap frog", care stau la baza filtrului activ cu capacități comutate.

În cadrul proiectării unui filtru activ cu amplificatoare operaționale este necesar să respectăm în primul rînd trei condiții:

— universalitatea montajului;

— stabilirea separată a frecvenței de rezonanță și a factorului de calitate;

— posibilitatea programării filtrului (de exemplu, cu frecvența de ceas, cum se întîmplă în cazul filtrelor cu capacități comutate).

Filtrul descris în prezentul articol îndeplinește primele două condiții și, în comparație cu alte filtre, are două avantaje: conține un număr mai mic de componente pasive exterioare, care prin toleranțele lor influențează caracteristica filtrului, iar avînd în vedere conexiunile de ieșire, este posibilă realizarea oricărui tip de filtru.

Funcțiile de transfer

Blocul de bază al filtrului este format din două amplificatoare operaționale, două condensatoare și două rezistoare cu toleranțe cît mai mici, după cum se vede în figura 1.

Cu rezistoarele exterioare R1 și R2 se poate realiza un filtru „trece-jos", după cum se vede în figura 2. Pentru acest filtru vom deduce funcția de transfer. Un calcul identic este valabil pentru toate tipurile de filtre care pot fi realizate schimbînd conexiunile exterioare ale circuitului de bază.

În cazul sintezei filtrelor electronice se obișnuiește să se calculeze funcția de transfer a filtrului pe baza transformatei integrale a lui Laplace.

În acest caz vom aminti importanța operatorului „p" introdus de O. Heaviside pentru simplificarea calculului egalităților diferențiale obișnuite. În această concepție, operatorul „p" înlocuia operatorul derivatei după timp, d/dt. Această înlocuire nemotivată din punct de vedere matematic a fost motivată mai tîrziu de transformata integrală a lui Laplace, după care este valabilă relația:

$$p = j\omega$$

În acest scop, simbolul „p" este folosit în următoarea deducție a funcției de transfer. Cu ajutorul metodei nodurilor vom scrie tensiunile pentru circuitul din figura 2, obținînd sistemul:

$$\frac{U_{intr} - U_1}{R_1} + \frac{U_2 - U_1}{R_2} + pC(U_2 - U_1) = 0 \quad (1)$$

$$\frac{U_2 - U_1}{R_1} + pC(U_{ieș} - U_1) = 0 \quad (2)$$

Înlocuind pe U_2 din egalitatea (2) în egalitatea (1) obținem, după o aranjare, funcția de transfer F(p):

$$F(p) = \frac{U_{ieș}}{U_{intr}} = \frac{2}{1 + pCR_1^2/R_2 + p^2C^2R_1^2} \quad (3)$$

Din relația (3) se obțin frecvența de rezonanță ω_0 și factorul de calitate Q:

$$\omega_0 = \frac{1}{CR_1} \quad (4)$$

$$Q = \frac{R_2}{R_1} \quad (5)$$

Din egalitățile (4) și (5) reiese că factorul de calitate poate fi stabilit prin alegerea lui R_2, fără a influența frecvența de rezonanță, ω_0.

În continuare, dacă notăm:

$$p_0 = j\omega/\omega_0$$

se va simplifica egalitatea (3) la forma:

$$F_{(p_0)} = \frac{2}{K} \text{ unde } K = 1 + p_0/Q + p_0^2 \quad (6)$$

Montajul din figura 2 este deci un filtru activ trece-jos de gradul doi, cu factorul de calitate dat de egalitatea (5) și frecvența de rezonanță dată de relația (4).

În același mod se deduc și funcțiile de transfer pentru alte filtre:

trece-sus (fig. 3)

$$F_{(p_0)} = \frac{2p_0^2}{K} \quad (7)$$

trece-bandă (fig 3)

$$F_{(p_0)} = \frac{2p_0/Q}{K} \quad (8)$$

oprește-bandă (fig. 4)

$$F_{(p_0)} = \frac{p_0^2 + 1}{K} \quad (9)$$

egalizor (fig. 4)

$$F_{(p_0)} = \frac{p_0(p_0 - 1)/Q + 1}{K} \quad (10)$$

Circuitul de bază din figura 3 este trece-bandă de gradul doi. Schimbînd între ele rezistorul de intrare R_2 și condensatorul C, circuitul devine trece-sus de același grad. Circuitul de bază din figura 4 este oprește-bandă de gradul doi. Schimbînd grupul paralel R_2—C cu condensatorul C, circuitul devine egalizor de același grad (egalizor este traducerea pentru „all pass filter" și se folosește la filtrele trece-bandă la care amplitudinea semnalului de ieșire este constantă în toată banda de trecere).

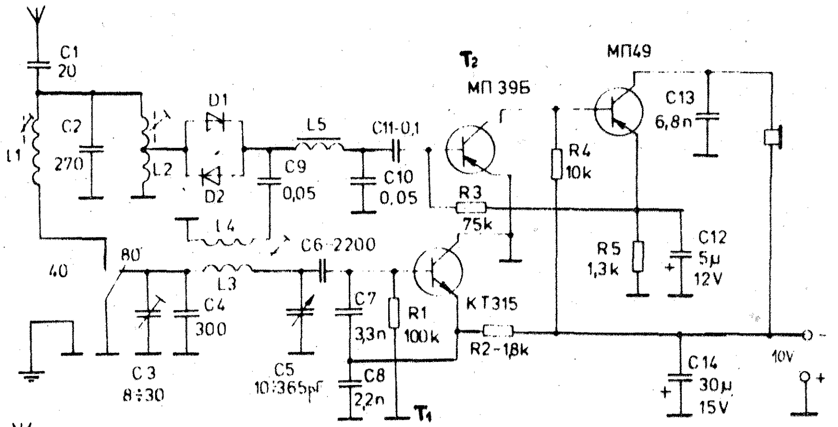
Circuitul de bază din figura 1 se realizează cu două capsule βA741 sau cu o capsulă de tipul MA1458 sau μA747. Rezistoarele vor fi de tip peliculă metalica, iar condensatoarele de tip multistrat.

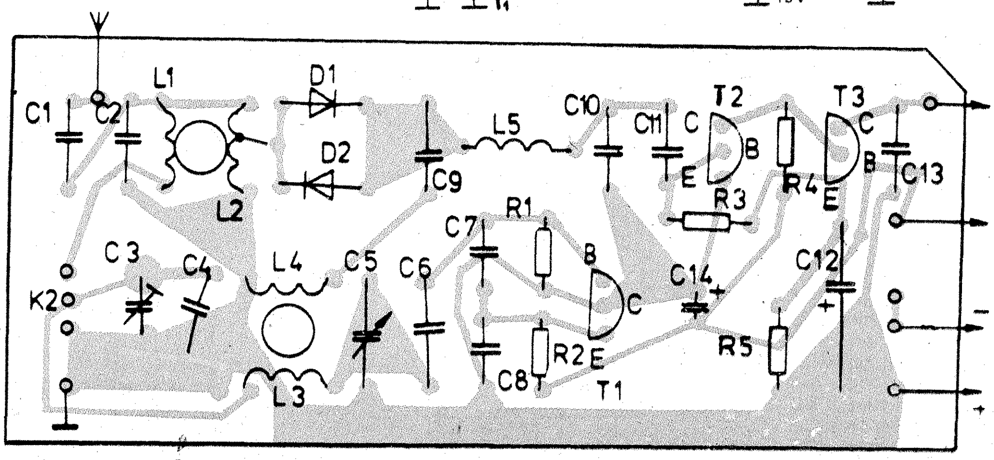
BIBLIOGRAFIE

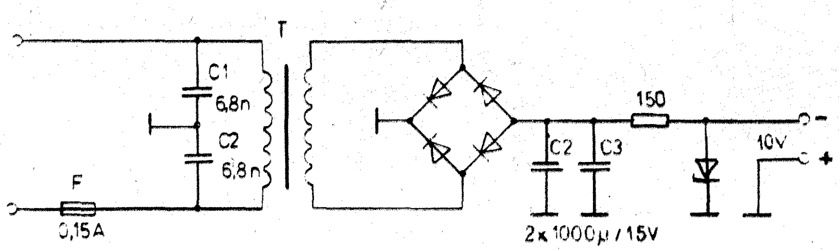
1. A. Mateescu, A. Șerbănescu — „Circuite cu capacități comutate", Ed. Militară, 1987;

2. Colecția „Amatérské radio";

3. Colecția „Tehnium".







RECEPTOR

YO3CO

Acest simplu radioreceptor este recomandat a fi construit și utilizat de cei care fac primul pas în radioamatorism. După cum se observă, este realizat cu foarte puține piese și acestea pot fi chiar recuperate de la aparatura mai veche scoasă din uz.

Acest aparat funcționează pe două game rezervate radioamatorilor, și anume 80 m (3,5 MHz) și 40 m (7 MHz).

Semnalul de la antenă trece prin condensatorul C1 și se aplică apoi circuitelor selective de bandă. Astfel, pentru 80 m se folosesc bobina L2 și condensatorul C2, ce formează un circuit oscilant pe frecvența de 3 650 kHz. Semnalul de la antenă este aplicat diodelor D1 și D2, la care sosește și semnalul de la oscilatorul local prin L4 și C9 și prin heterodinare prin L5 și C11 se aplică pe baza tranzistorului T2 componenta audio rezultată. Semnalul este amplificat de tranzistoarele T2 și T3 și ascultat în căști cu impedanță mare (2 kΩ).

Oscilatorul local conține bobina L3, condensatoarele aferente și un tranzistor de tipul BC170.

Bobinele se realizează pe carcasa cu diametrul de 4—6 mm, cu miez de ferită.

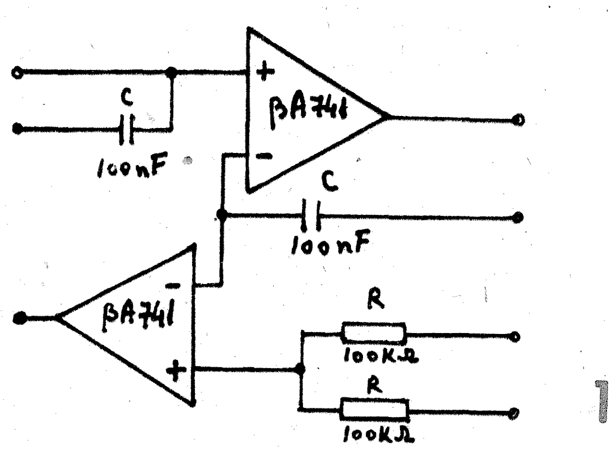
Astfel L1 = 14 spire, L2 = 24 de spire, iar L3 = 20 de spire, toate din CuEm 0,2 mm. Înfășurarea L4 are 6 spire bobinate lîngă L3.

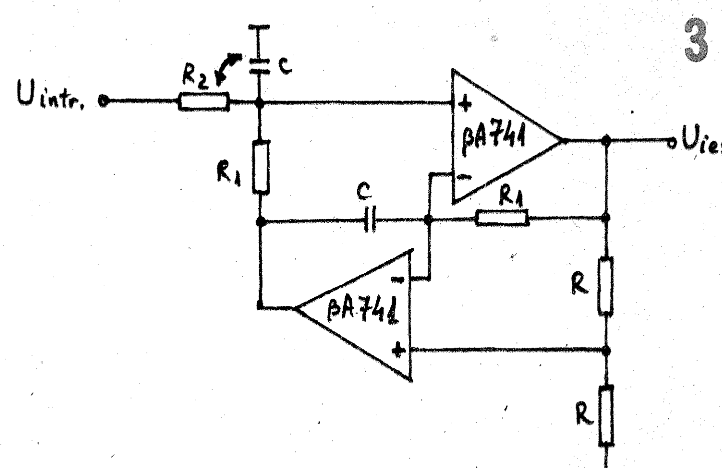
Șocul L5 se construiește într-o oală de ferită în care se bobinează 200—300 de spire CuEm 0,08 sau 0,1 mm.

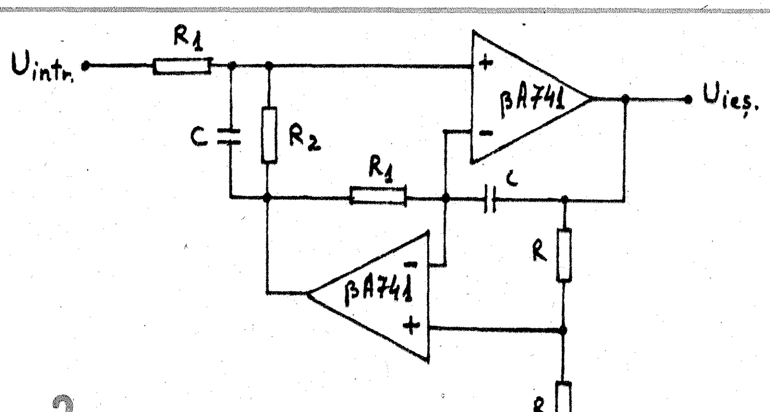
Alimentarea se obține de la un transformator de sonerie la care se montează o punte redresoare 1PM05 sau 4 diode 1N4001. Filtrarea tensiunii se face cu 2 200 μF și apoi tensiunea se stabilizează cu o diodă Zener PL9V1Z sau PL10Z.

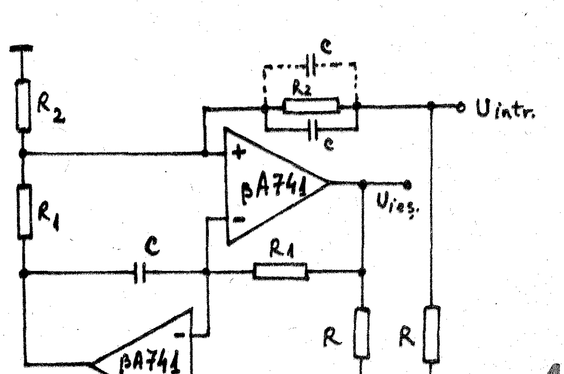
Diodele de mixaj sînt 1N914, tranzistorul T2 este EFT353 sau oricare alt tranzistor amplificator de tensiune tip pnp cu germaniu, iar tranzistorul T3 este de tipul EFT323 sau AC180.

BIBLIOGRAFIE
Radio, 12/1976
RTE, 12/1989





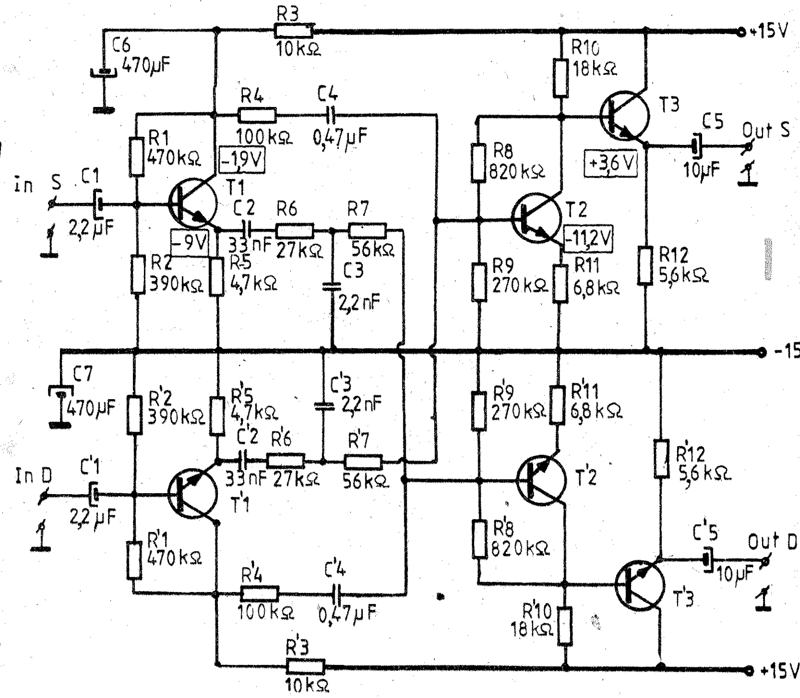




HI-FI

Ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

STEREO SPAŢIAL

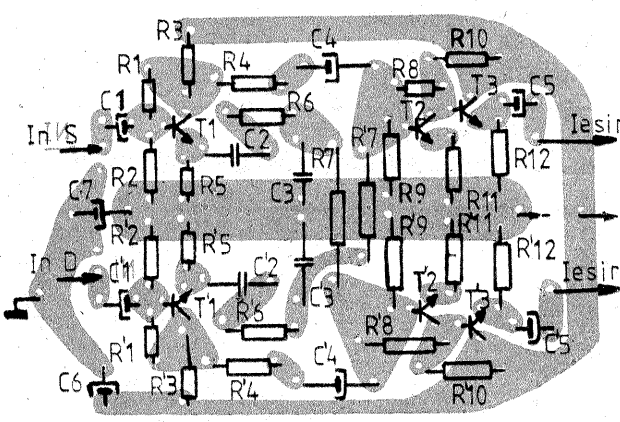


Expandarea efectului stereofonic prin mijloace electronice se foloseşte de mai bine de 15 ani, în special la radiocasetofoane, la care datorită unei prea mici distanţe între difuzoare efectul de spaţialitate este mai puţin pregnant. Montajul din figura 1 realizează tocmai acest deziderat. Avantajul acestuia faţă de alte variante constructive îl constituie simplitatea schemei corelată cu obţinerea unui efect plăcut şi interesant. În cazul unui semnal monofonic injectat prin cele două intrări, audiţia este identică, montajul neintroducînd practic nici o modificare a timbrului sonor. În schimb, cînd cele două căi nu sînt identice, se produce o separare suplimentară între canale.

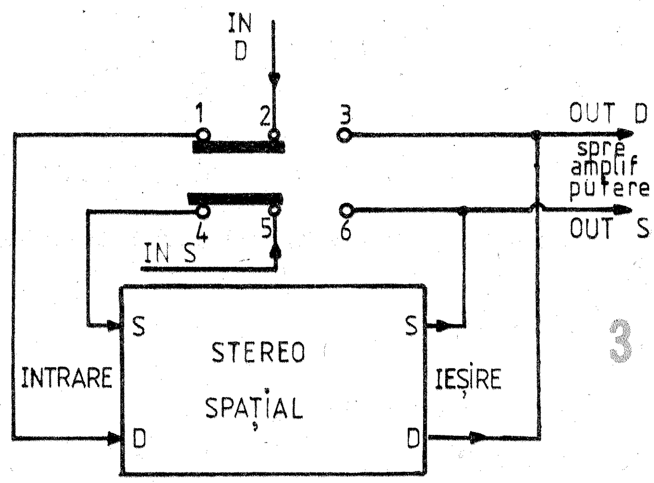
Schema foloseşte şase tranzistoare de joasă frecvenţă şi zgomot mic de tip BC413, BC414 sau BC173, BC109, BC149, BC239, toate npn.

Ansamblul nu realizează amplificare în tensiune, practic factorul de transfer fiind egal cu unitatea. Pe fiecare canal semnalul care pătrunde în baza tranzistorului T1 (respectiv T'1), prin intermediul condensatorului electrolitic C1 (respectiv C'1), urmează apoi două trasee: din emitor, unde semnalul este în fază cu cel din bază; acesta este filtrat şi atenuat pentru a fi injectat în baza tranzistorului T'2 (respectiv T2); pe celălalt traseu, din colector (în antifază cu semnalul din bază) semnalul este introdus în următorul etaj constituit din T2. Tot în baza acestui tranzistor ajunge şi semnalul din celălalt canal care, fiind defazat cu 180° şi atenuat în acelaşi timp, face ca anumite componente comune celor două căi să se scadă, obţinîndu-se această diferenţiere mai accentuată între canale. Etajul de ieşire echipat cu T3 (respectiv T'3) este tot un repetor pe emitor. Alimentarea se face obligatoriu stabilizat de la o sursă de tensiune diferenţială de ±15 V. Cablajul şi dispunerea pieselor pe plăcuţă sînt prezentate în figura 2.

Acest expandor stereofonic poate fi inserat între preamplificator şi amplificatorul de putere, cum este reprezentat în figura 3. Cu ajutorul unui comutator 2 x 2 poziţii, semnalul provenind de la preamplificator poate fi injectat în expandor şi apoi



2



3

în amplificatorul de putere sau expandorul poate fi şuntat, audiţia efectuîndu-se clasic.

Constructorul poate modifica în limita a ±50% valorile pieselor ce constituie filtrul (C2, R6, C3, R7, respectiv C'2, R'6, C'3 şi R'7) sau pe R4, C4 şi R'4, C'4, pentru a obţine relieful sonor care îi place mai mult. În cazul în care în locul lui C4 şi C'4 se folosesc condensatoare de capacitate mai mare şi se vor folosi condensatoare electrolitice (de exemplu de 1 μF sau chiar 2,2 μF), plusul se va monta în serie cu rezistenţa R4 (R'4) şi minusul în baza lui T2, respectiv T'2. Înainte de intercalarea montajului în lanţul audio se vor verifica tensiunile de alimentare, cît şi punctele statice de funcţionare, în figura 1 dîndu-se orientativ patru valori.

Radio DELTA în emisie

Avem plăcerea a vă anunţa că începînd de la 1 Decembrie 1990, Ziua Naţională a României, postul de radiodifuziune independent Radio Delta inaugurează emisiunile zilnice de 24 de ore nonstop. Postul Radio Delta este un post de radiodifuziune stereofonică cu modulaţie de frecvenţă, fiind rezultatul colaborării dintre Facultatea de Electronică şi Telecomunicaţii din Institutul Politehnic Bucureşti şi Radio France Internationale. Acest post a fost proiectat şi realizat de către cadre didactice şi un grup de studenţi entuziaşti din Facultatea de Electronică şi Telecomunicaţii, aparatajul de emisie şi de studio fiind pus la dispoziţie de Radio France Internationale. Emisiunile noastre stereofonice în limba română vor fi transmise zilnic de luni pînă vineri, între orele 8.00—12.00 şi 16.00—19.00, iar sîmbăta şi duminica între orele 16.00—19.00. În restul intervalului de timp vor fi retransmise emisiunile în limba franceză produse de Radio France Internationale şi transmise prin satelit. Colegiul de redacţie şi corpul de tehnicieni ai postului este format din studenţi avînd vîrsta sub 25 de ani, ceea ce ne permite să afirmăm că postul nostru este un post „tînăr". Emisiunile noastre vor cuprinde informaţii din ţară şi de peste hotare, dar, în acelaşi timp, vor fi prezentate ştiri culturale şi sportive, emisiuni de divertisment, culturale, ştiinţifice şi multă muzică pentru toate gusturile.

Puterea emiţătorului nostru este de 500 W, fiind amplasat în clădirile Complexului studenţesc „Leu". Se foloseşte o antenă cu 2 dipoli verticali, ceea ce permite o bună servire la distanţe de peste 60 km de Bucureşti.

Adresa noastră este: Radio Delta — Complexul studenţesc „Leu", Bd. Armata Poporului 1—3; 77202 Bucureşti 16.

În speranţa că emisiunile noastre vor fi pe placul tuturor, vă aşteptăm zilnic pe 93,5 MHz.

PREAMPLIFICATOR-CORECTOR

Ing. BARBU POPESCU

Preamplificatorul corector de ton, a cărui schemă electrică este prezentată în figură, este realizat cu un circuit integrat de fabricație sovietică, de tip K174YH10A.

Schema electrică este cea recomandată de producător și permite obținerea următoarelor performanțe:

tensiune nominală de intrare	: 1 V;
tensiune de alimentare	: 15 V;
curent maxim absorbit	: 40 mA;
corectarea caracteristicii de frecvență la 40 Hz și 16 kHz	: ± 16 dB;
distorsiuni armonice	: ≤ 0,2% (tipic 0,1%);
raport semnal/zgomot	: ≥ 66 dB.

Circuitul integrat conține două preamplificatoare identice, a căror caracteristică de frecvență este controlată în tensiune prin intermediul potențiometrelor P1 în domeniul frecvențelor înalte și P2 în domeniul frecvențelor joase.

Principalele avantaje ale schemei constau în eliminarea zgomotelor care apar datorită contactului imperfect al cursorului potențiometrelor uzuale și în folosirea a două potențiometre simple, ușor de procurat, pentru controlul tonului în ambele canale.

Ridicarea sau atenuarea frecvențelor joase și înalte este în funcție de tensiunea existentă la terminalele 4 și 12 ale circuitului integrat:

— pentru o tensiune de 5 V (P2 și P1 în poziție mediană), caracteristica de frecvență este liniară;

— pentru o tensiune de 10 V (P2 și P1 în poziția de maxim), caracteristica de frecvență prezintă o ridicare maximă în domeniul frecvențelor joase și înalte;

— pentru o tensiune de 0—1 V (P2 și P1 în poziția de minim), caracteristica de frecvență prezintă o atenuare maximă în zona frecvențelor joase și înalte.

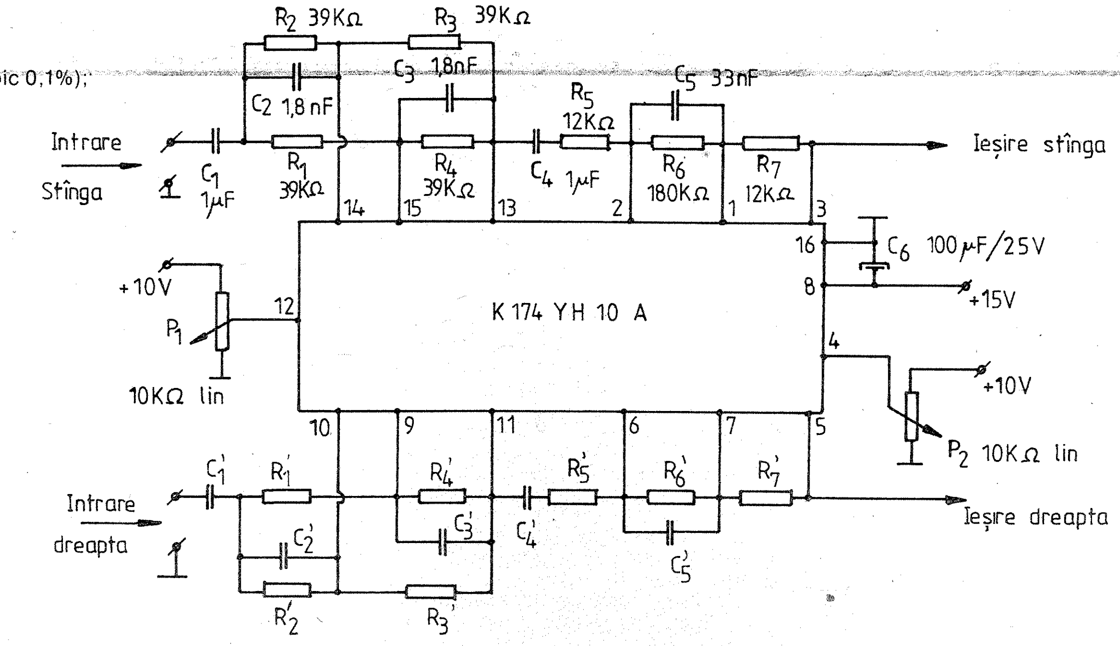
Pentru o funcționare corespunzătoare a circuitului se recomandă folosirea unei surse de alimentare stabilizate, a cărei tensiune să nu depășească 15 V.

De asemenea, tensiunea de alimentare a potențiometrelor P1 și P2 nu trebuie să depășească +10 V.

Se recomandă folosirea circuitului K174YH10A, întrucît circuitul integrat K174YH10Б, care face parte din aceeași familie, prezintă performanțe mai scăzute.

Circuitul integrat K174YH10A poate fi procurat din magazinele de specialitate.

Schema este recomandată constructorilor amatori datorită performanțelor sale, simplității constructive și costului redus.



PREAMPLIFICATOR UNIVERSAL

Ing. EMIL MARIAN

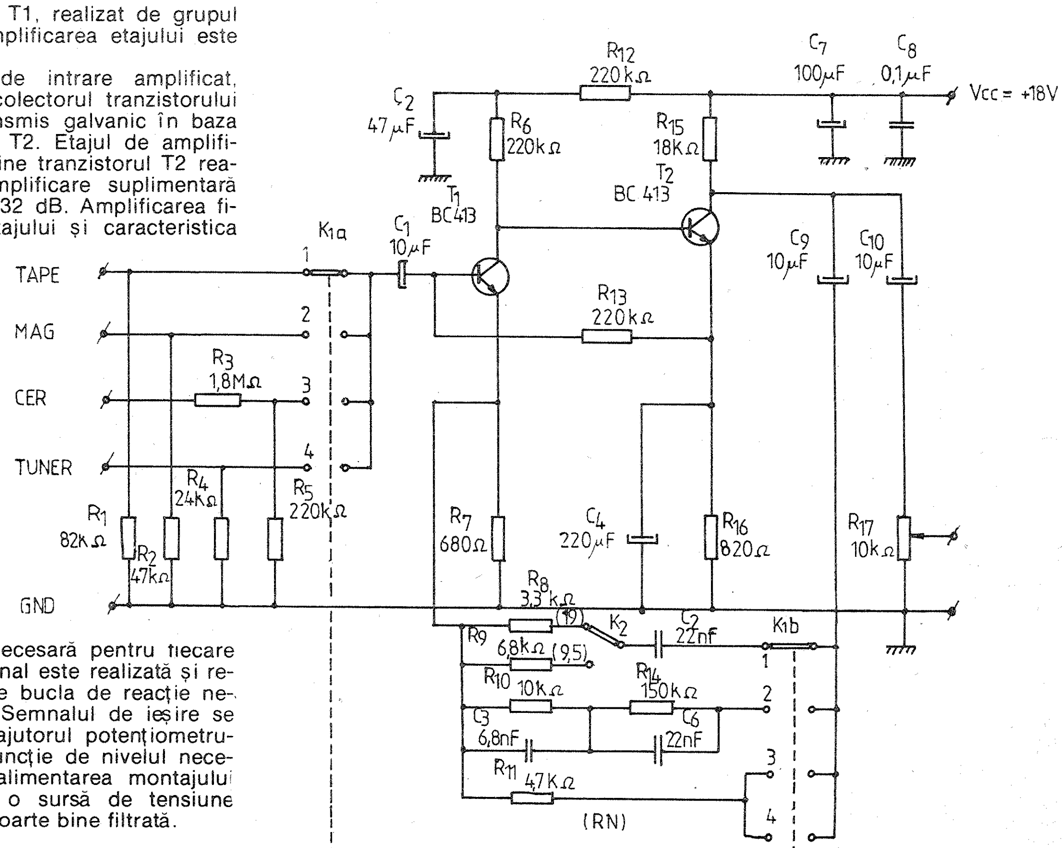
Preamplificatorul din figura prezintă următoarele performanțe:

tensiunea de alimentare U_a = 18 V;
intrări TAPE — Z_i = 100 kΩ, U_i = 0,4 mV;
PU MAG — Z_i = 47 kΩ, U_i = 5 mV;
PU CER — Z_i = 1,8 MΩ, U_i = 50 mV;
TUNER — Z_i = 22 kΩ, U_i = 100 mV;
impedanța de ieșire Z_0 = 10 kΩ;
tensiunea de ieșire U_0 = 600 mV;
caracteristici de transfer:
TAPE—NAB;
PU MAG și PU CER—RIAA;
TUNER—LINIAR;
banda de trecere
f = 20 Hz — 20 kHz
(A = −3 dB);
raport semnal/zgomot
S/N ≥ 65 dB;
distorsiuni armonice totale
THD ≤ 0,2 %
distorsiuni de intermodulație
TID ≤ 0,1 %.

Pentru optimizarea funcționării montajului în ceea ce privește simplitatea schemei electrice, raportul semnal/zgomot, THD, TID, s-a ales folosirea a două etaje de amplificare conectate în cascadă. Selectorul de intrare K1, format dintr-un comutator cu doi galeți, cu 4 poziții, asigură selectarea sursei de semnal în conformitate cu modul de lucru ales.

Tranzistoarele folosite sînt de tipul celor cu zgomot propriu minim. Semnalul de intrare se aplică, prin intermediul condensatorului C1, primului etaj de amplificare care conține tranzistorul T1. Polarizarea lui este astfel aleasă încît să permită funcționarea montajului cu zgomot minim. În același scop s-a prevăzut un filtraj suplimentar al tensiunii de alimentare necesare tranzistorului T1, realizat de grupul R12—C2. Amplificarea etajului este A = 50 dB.

Semnalul de intrare amplificat, preluat din colectorul tranzistorului T1, este transmis galvanic în baza tranzistorului T2. Etajul de amplificare ce conține tranzistorul T2 realizează o amplificare suplimentară de cca A = 32 dB. Amplificarea finală a montajului și caracteristica de transfer necesară pentru fiecare sursă de semnal este realizată și reglementată de bucla de reacție negativă (RN). Semnalul de ieșire se reglează cu ajutorul potențiometrului R17, în funcție de nivelul necesar. Pentru alimentarea montajului se folosește o sursă de tensiune stabilizată și foarte bine filtrată.



LINII DE ÎNTÎRZIERE PENTRU EFECTE SONORE

AURELIAN LĂZĂROIU, CĂTĂLIN LĂZĂROIU

Generalități. Liniile de întîrziere sînt dispozitive folosite pentru întîrzierea semnalelor electrice. Liniile de întîrziere care pot procesa semnale de audiofrecvența și pot realiza întîrzieri de la cîteva zecimi de milisecundă la cîteva sute de milisecunde se folosesc pentru obținerea efectelor sonore.

Dispozitivele clasice de întîrziere funcționează pe principii electromecanice (plăci și arcuri de oțel cu traductoarele asociate) sau electromecanice (magnetofoane cu banda în bucla, cu un cap de înregistrare și 2...4 capete de redare). Toate acestea au o arie limitată de aplicații datorita versatilității și supleței reduse. În plus, sînt greoaie, au dimensiuni relativ mari, sînt incomode, iar unele dintre ele sînt sensibile din punct de vedere mecanic.

Tehnologiile moderne din domeniul semiconductoarelor au generat linii de întîrziere pur electronice, caracterizate prin versatilitate și suplețe deosebite și care permit realizarea unor aparate compacte, ușoare, fiabile, cu consum redus. Parametrii ca banda de frecvența (20...20 000 Hz), raportul semnal/zgomot (90...100 dB) și distorsiunile armonice (0,1%) situeaza aceste dispozitive cu mult deasupra celor clasice. Se poate spune că liniile de întîrziere electronică întrunesc toate calitățile și elimina toate dezavantajele mijloacelor clasice de întîrziere. Afirmația este cu atît mai corectă cu cît ne referim la ambele tehnici de întîrziere electronică: analogica și digitală. Liniile de întîrziere analogică au la baza circuite integrate specializate, care pot procesa direct semnalele de audiofrecvență. Liniile de întîrziere digitală apelează la RAM-uri (statice sau dinamice) sau registre de deplasare. În acest caz este însă necesară conversia semnalelor analogice în semnale digitale și apoi invers.

În cele ce urmează se va face o prezentare mai detaliată a celor două tipuri de linii de întîrziere, menționînd avantajele și dezavantajele lor. În final se prezinta unele aplicații practice.

Linii de întîrziere analogică. Aceste linii constau în circuite integrate specializate, cunoscute sub denumirea de BBD (Bucket Brigade Devices) sau CTD (Charge Transfer Devices). Prima denumire, **Bucket Brigade** (în engleza) sau Eimerketten (în germană), sugereaza cît se poate de plastic principiul de funcționare al acestor linii de întîrziere, printr-o analogie. Se consideră un șir de gălеți ai caror conținut este trecut dintr-una într-alta, de la prima găleată pînă la ultima. Este evident că în acest proces apare o întîrziere de timp direct proporțională cu numărul găleților și invers proporțională cu viteza de încărcare/descărcare a acestora.

Cea de-a doua denumire, CTD sau, în românește, DTS (dispozitiv cu transfer de sarcină) evidențiază procesul fizic care are loc în aceste circuite formate dintr-un grup de condensatoare, constituite în medii de stocare a sarcinilor electrice. Sarcinile sînt, de fapt, eșantioane ale semnalului analogic, iar transferul acestora de la un condensator la altul se face prin intermediul unor comutatoare electronice cu FET-uri, controlate prin impulsuri în contrafază. Întîrzierea care apare la transferul unei sarcini de la primul condensator pînă la ultimul este direct proporțională cu numărul condensatoarelor și invers proporțională cu frecvența impulsurilor de comutare (frecvența de tact). Circuitele integrate specializate în întîrziere analogică — BBD sau CTD — constau deci dintr-o înseriere de condensatoare și tranzistoare FET, toate integrate monolitic în tehnologie MOS.

În tabelul alăturat se dau codurile cîtorva circuite integrate specializate în întîrziere electronică analogică, capacitatea lor și firma producătoare. Capacitatea liniei este dată de numărul condensatoarelor și tranzistoarelor integrate.

FIRMA	C.I.	Capacitate	Performanțe
PHILIPS	TDA 1022	512	
	TDA 1097	1536	
	TDA 2104	512	Zgomot redus
	TDA 2105	4096	Zgomot redus
	TDA 2107	1024	Zgomot redus
	TDA 2108	2048	Zgomot redus
	TDA 2110	512	Zgomot redus
MATSUSHITA	MN 3001	2 x 512	k = 0,4%
	MN 3002	512	k = 0,4%
	MN 3003	2 x 64	Generator de tact încorporat
	MN 3004	512	Raport s/z = 85 dB
RETICON	SAD 1024	1024	
ITT	TCA 350	183	F. semn. max. = 250 kHz
	TCA 380	2 x 190	F. semn. max. = 3 MHz
			F. tact. max. = 5 MHz
CCSITS	ROM 064	64	F. semn. max. = 1 MHz
			F. tact max. = 3 MHz

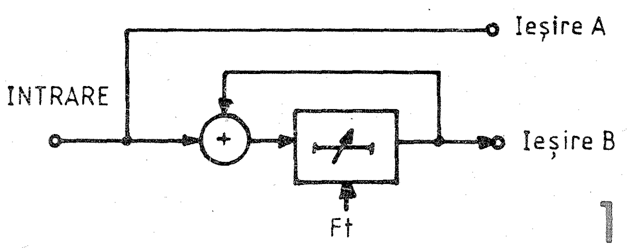
Cel mai cunoscut și folosit dintre aceste circuite integrate, existent și în unele dintre magazinele noastre de specialitate, este TDA1022.

Linii de întîrziere digitală. Întîrzierea digitală se realizează prin intermediul circuitelor digitale de tipul memoriilor statice și dinamice (SRAM, DRAM) sau al registrelor de deplasare. Dar pentru ca eșantioanele semnalului analogic să poată fi transferate prin celulele interne ale memoriilor sau registrelor, este absolut necesară conversia acestora în semnale digitale. Sub această formă, semnalul este mult mai ușor de manipulat și mult mai greu de degradat (semnalul digital este virtual imun la zgomote și distorsiuni adiționale). Pentru refacerea semnalului analogic, la ieșirea memoriei sau registrului se impune conversia semnalului digital în semnal analogic.

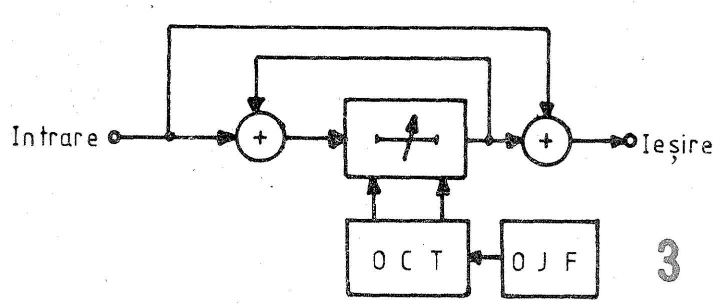
Banda de frecvență, raportul semnal/zgomot și distorsiunile armonice specifice unui sistem digital sînt net superioare celor obținute printr-un sistem analogic, iar marirea întîrzierii nu afectează acești parametri. Performanțele sistemului digital depind de lungimea cuvîntului, adică de numărul biților de cuantizare adoptat în conversia A/D și D/A. Sistemele profesionale de întîrziere folosesc convertoare la care cuantizarea se face prin 12(+3)...16(+3) biți. Construcția unor asemenea convertoare este greu abordabilă de către constructorii amatori.

În ultimii ani s-a dezvoltat o nouă tehnică de conversie A/D—D/A cunoscută sub denumirea de modulație delta-adaptivă (MDA), care reprezintă un compromis rezonabil între calitate și preț. Deși conversia se face într-un singur bit, calitatea este suficientă sau bună, în funcție de algoritmul specific de adaptare. Fară să intrăm în amănunte, vom reține un singur aspect, important în proiectarea unui sistem de întîrziere digitală cu conversie MDA. Pentru ameliorarea cuantizării de un bit, semnalul de intrare este supraeșantionat, mai precis, frecvența de eșantionare (și implicit frecvența de tact) se va alege de cca 10 ori mai mare decît frecvența maximă a semnalului de intrare.

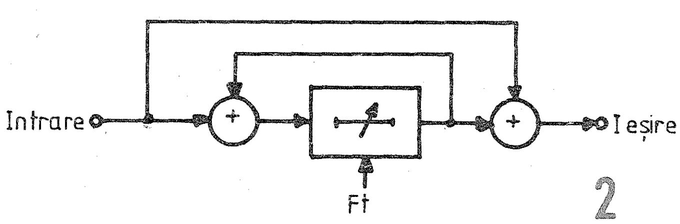
Comparînd cele două sisteme, se poate spune că liniile analogice sînt indicate pentru întîrzieri mici (pîna la 50 milisecunde). Aparatele realizate cu aceste circuite integrate specializate sînt compacte, au consum de energie foarte scăzut, nu pun probleme de disipare a căldurii și prezintă o fiabilitate ridicată. Liniile digitale sînt indicate pentru întîrzieri mari și performanțe ridicate.



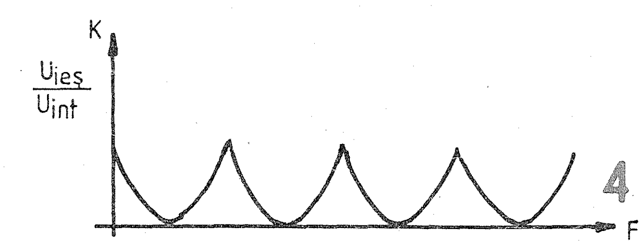
1



3



2



4

avînd avantajul ca durata întîrzierii nu afectează performanțele generale. Dezavantajul constă în necesitatea convertoarelor A/D și D/A, care ridică substanțial prețul aparatului. În concluzie, se poate spune ca pentru întîrzieri mici (pîna la 50 milisecunde), sistemul analogic prezintă cea mai bună alternativa, la un preț acceptabil; pentru întîrzieri mari și performanțe ridicate este preferabil sistemul digital.

Înainte de a trece la prezentarea aplicațiilor practice ale liniilor de întîrziere, credem că este util să definim principalele efecte sonore, dintre care unele simulează fenomene acustice naturale, iar altele conferă sonorități inedite sunetelor instrumentale sau vocale. Pentru înțelegerea mai exactă a modului de obținere a acestor efecte, se arată și configurațiile de bază în care sînt incluse liniile de întîrziere. De asemenea se fac scurte referiri la întîrzierile specifice acestor efecte și la modul de control al frecvenței de tact.

Efectele sonore se grupeaza în două mari categorii, determinate de valoarea întîrzierii. Mai precis, există o grupă de efecte care se obțin pentru întîrzieri cuprinse între 0,1...50 milisecunde și altă grupă pentru întîrzieri cuprinse între 50...500 milisecunde. Limita de separație a celor două grupuri, respectiv valoarea de 50 milisecunde (± 10 ms), corespunde constantei de timp fiziologice, care face ca atunci cînd la ureche ajung două semnale (unul direct și celălalt varianta lui întîrziată), decalate între ele cu mai puțin de 50 milisecunde, ele nu vor fi percepute separat, în schimb vor fi percepute diferite tipuri de modificări, în general spectrale. Cînd diferența de timp între cele două semnale care sosesc la ureche este mai mare de 50 milisecunde, se va percepe fie o prelungire a sunetului direct, fie o repetare a acestuia.

În enumerarea efectelor sonore și a modului lor de obținere, vom începe cu posibilitățile de simulare a celor mai cunoscute fenomene acustice naturale, ecoul și reverberația.

Ecoul. În natură, ecoul apare atunci cînd o reflexie puternică a unui sunet este percepută după un anumit interval de timp de la producerea acestuia. Deci ecoul este o repetare a unui sunet; pentru ca această repetare să se audă separat, intervalul de timp dintre această repetare și sunetul inițial trebuie să fie mai mare de 100 milisecunde.

Ecoul produs artificial poate fi singular dacă percepem o singură repetare, sau multiplu dacă vom auzi cîteva repetări distincte (multiecou).

Pentru producerea electronică a ecoului, linia de întîrziere poate fi inclusă în două tipuri de configurații. În figura 1, semnalul inițial este transmis prin două circuite. Prin circuitul A, semnalul de la intrare este transmis direct spre un sistem de amplificare, fără nici un fel de procesare. Circuitul B include o linie de întîrziere și un consumator la intrarea acesteia. Dacă ieșirile celor două circuite (A și B) vor fi conectate la două sisteme de sonorizare (amplificatoare + difuzoare) separate, se va obține efectul de ecou, pe cale acustică. Dacă bucla de reacție de la ieșirea la intrarea liniei de întîrziere este întreruptă, se va obține ecoul singular. Dacă bucla este conectată, apare ecoul multiplu (multiecoul), al cărui număr de repetări (descrescătoare în amplitudine) este determinat de gradul de cuplaj al buclei.

Ecoul se poate obține și printr-un singur sistem de sonorizare, conform configurației din figura 2. Aici, semnalul de la intrare este mixat cu cel întîrziat în sumatorul de la ieșire, rezultînd o unică ieșire de semnal. Gradul de cuplaj al buclei de reacție dintre ieșirea și intrarea liniei determină numărul repetărilor.

Indiferent de configurația adoptată, întîrzierea trebuie să fie de cel puțin 100 milisecunde și cel mult 500 milisecunde. Valoarea optimă este situată în jurul a 150 milisecunde.

Ecoul creează senzația de spațialitate acustică indefinită.

Reverberația constă în „prelungirea" unui sunet după încetarea acestuia. Prelungirea provine de la o serie de repetări atît de apropiate, încît ele nu sînt percepute separat. Fiecare dintre aceste repetări este caracteristică printr-un nivel mai scăzut decît precedenta. Intervalul de timp în care nivelul acestor repetări scade cu 60 dB se numește timp de reverberație.

Reverberația naturală apare datorită reflexiilor și re-reflexiilor produse de pereții, podeaua și plafonul unei încăperi. Timpul de reverberație constituie principala caracteristică acustică a sălilor proiectate pentru audierea sau înregistrarea programelor sonore. Valoarea acestui timp depinde în primul rînd de forma și volumul sălii, variind între 0,25... 3,5 secunde.

Obținerea artificială a reverberației se face tot prin intermediul configurației din figura 2, în care linia va introduce o întîrziere (inițială) de 50... 100 milisecunde. Timpul de reverberație este determinat esențial de cuplajul buclei de reacție a liniei de întîrziere. În sistemele mai evoluate, linia de întîrziere are mai multe ieșiri (progresiv descrescătoare) care dau posibilitatea introducerii între sunetul inițial și reverberația propriu-zisă a uneia sau mai multor „reflexii", situate la 20... 35 milisecunde una de alta. În acest fel se realizează o simulare mult mai corectă a reverberației naturale.

Reverberația conferă naturalețe, relief sonor, spațialitate și amploare, simulînd atmosfera acustică a sălilor de concert.

Deoarece ecoul și reverberația se obțin prin intermediul aceleiași configurații (figura 2), menționăm că selectarea efectului dorit se face prin fixarea întîrzierii, respectiv a frecvenței de tact aplicată liniei, iar numărul ecourilor repetate sau durata de reverberație se stabilește din dozarea semnalului întîrziat reintrodus în linia de întîrziere.

Altă categorie de efecte sonore sînt cele care se produc prin întîrzieri cuprinse între 0,5... 50 milisecunde și sînt folosite în general pentru îmbogățirea sonorității instrumentelor muzicale (clasice sau electronice) și a vocilor, constituindu-se în modalități de expresie în muzica modernă.

Flanger. Această denumire este dată atît efectului sonor, cît și aparatului care îl produce. Configurația tipică de folosire a liniei de întîrziere pentru producerea acestui efect este indicată în figura 3, foarte asemănătoare configurației din figura 2. Diferența constă în modul de control al liniei, care se face printr-un generator de tact de tip OCT — oscilator controlat în tensiune — comandat de un generator de foarte joasă frecvență. Acest generator produce o tensiune periodică de formă sinusoidală, cu frecvența cuprinsă între 0,5... 1,5 Hz. Caracteristica de transfer a circuitului din figura 3 este indicată în figura 4. Este evident că spectrul semnalului procesat prin intermediul unui asemenea circuit va fi supus unor puternice deformări spectrale datorită introducerii unei serii de maxime și minime, ale căror număr și poziție pe axa frecvenței depind de valoarea timpului de întîrziere și care influențează diferit percepția auditivă. Pentru diferite valori fixe ale întîrzierii se obțin diferite culori spectrale (timbruri) ale sunetului procesat. Acesta este flangerul static. Prin schimbarea fazei la unul dintre canale (direct sau întîrziat) se obțin funcțiile complementare de flanger pozitiv sau flanger negativ.

Datorită formei caracteristicii de transfer din figura 4, asemănătoare unui pieptene, dispozitivul este numit uneori și **comb filter** (filtru pieptene), denumire care sugerează și mai bine tipul de procesare operată.

Dacă se realizează o variație periodică a frecvenței de tact, se obține o deplasare continuă a maximelor și minimelor pe axa frecvenței. Acesta este flangerul dinamic, care perceptual dă senzația de rotire spațială a sursei sonore — **rotor sound —**, similar cu efectul sonor pe care îl produce un difuzor care se rotește în plan orizontal cu cca o tură/secundă în timp ce redă un program sonor oarecare.

Pentru obținerea tipurilor de flanger prezentate mai sus, este suficientă o întîrziere cuprinsă între 0,5... 10 milisecunde. În cazul flangerului dinamic, variația frecvenței de tact trebuie să se facă cu o periodicitate de cca 1 Hz, iar raportul limitelor de variație să fie de 1:10... 1:20. Dacă acest raport este mai mic, sub 1:5, efectul obținut este asemănător cu cel produs de circuitele **phaser** de bandă largă, realizate cu schimbătoare de fază. Diferența între flanger și phaser constă în faptul că primul introduce un număr mult mai mare de maxime și minime în spectrul unui semnal cu lățime de bandă limitată.

În obținerea efectelor flanger și phaser au importanță deosebită frecvența și forma semnalului produs de generatorul de control al OCT-ului.

Eficiența flangerului — static sau dinamic — se poate pune bine în evidență prin procesarea unor semnale cu spectru larg și dens.

Chorus. Așa cum arată și denumirea, acest efect constă în posibilitatea de a obține, pornind de la un singur sunet, două sau mai multe sunete, dînd senzația a două voci sau instrumente care cîntă la unison. Pentru obținerea efectului chorus se folosește configurația din figura 3, comandînd OCT-ul în așa fel încît să se obțină întîrzieri periodice situate între 10... 30 milisecunde.

Un efect de cor real se obține printr-o configurație care include două căi de întîrziere, cu OCT-uri și generatoare de foarte joasă frecvență, separate. Prin însumarea semnalelor de la aceste două căi cu semnalul direct, fiecare dintre aceste trei semnale avînd amplitudini, frecvențe, faze și timbruri diferite, se obține un efect de cor real.

Dacă prin intermediul dispozitivului chorus se procesează semnale provenite de la instrumente cu claviatură, se poate imita sunetul specific unui grup de coarde, efect denumit **string.**

Double voicing este un efect care se obține tot prin intermediul configurației din figura 3, în care linia întîrzie semnalul în limitele 20...60 milisecunde, cu o periodicitate de o secundă. Așa cum arată și denumirea, se creează efectul de dublare vocală care conferă în plus și senzația de voce amplă, bogată, întărind aparent intensitatea.

Vibrato este un efect care produce o variație lentă și periodică a înălțimii sunetelor procesate, însoțită de o modificare sincronă a timbrului. Efectul de vibrato se obține prin folosirea liniei de întîrziere ca modulator de frecvență. Linia de întîrziere realizează o modulație de fază, dar aceasta poate fi interpretată ca modulație de frecvență, atunci cînd controlul frecvenței de tact a liniei se face cu un semnal sinusoidal. Deci pentru obținerea efectului vibrato se modulează OCT-ul cu semnal sinusoidal cu frecvența de 4—8 Hz și cu o profunzime care să asigure deviații de frecvență ale semnalului modulat de ± 1 semiton.

Eficiența maximă a vibrato-ului se poate verifica auditiv prin aplicarea la intrarea liniei a unui semnal de la un generator sinusoidal, cu frecvența de 1...3 kHz.

Efectul vibrato conferă sunetelor vitalitate și dinamism.

Aria de aplicabilitate a liniilor de întîrziere este mult mai largă; vom face în continuare o simplă enumerare:

— efecte complexe Doppler/Leslie. Menționăm că efectele Doppler vizează transformări ale înălțimii sunetelor, iar efectele Leslie se referă la modificări de timbru sau „culoare" a sunetelor;

— compensarea diferențelor de propagare a sunetului, care apar între microfonul unui solist și cel al orchestrei. De obicei se introduce o întîrziere de cîteva milisecunde între primul microfon și cel de-al doilea;

— îmbunătățirea inteligibilității în sistemele electroacustice de sonorizare a sălilor mari, prin aplicarea unor timpi de întîrziere proporționali cu diferența dintre elementele sistemului de distribuție a sunetului și sursa sonoră;

— crearea efectelor pseudo-stereo și pseudo-cvadrostereo, procedee prin care se lărgește imaginea sonoră a unei surse monofonice, respectiv stereofonice, oferind senzația impresionantă de spațialitate acustică și deschidere;

— realizarea diferitelor sisteme ambiofonice;

— crearea multor alte efecte, cunoscute în literatura de specialitate sub una dintre denumirile de mai jos: **resonant flanging, computer voice, tunnel sound, cardboard tube echo, pitch detune/shifting, flutter echo** etc.

În încheiere se poate spune că un sistem de întîrziere în domeniul 0,25...500 milisecunde, controlat corespunzător, inclus în configurații specifice, poate oferi o gamă extrem de largă de efecte, de la cele care simulează fenomene acustice naturale pînă la efecte inedite și bizare, greu de descris, dar impresionante pentru percepția auditivă umană.

Aplicații practice ale liniilor de întîrziere analogică

Înainte de a trece la aplicațiile propriu-zise, prezentăm unele considerente de ordin practic, referitoare la proiectarea unor elemente ale liniilor de întîrziere. Relația între timpul de întîrziere și frecvența impulsurilor de tact este: $\tau = \frac{n}{2f_t}$

în care τ este timpul de întîrziere în milisecunde, n este capacitatea liniei, iar f_t este frecvența de tact, în kHz. Pentru o anumită valoare a întîrzierii, impusa de efectul sonor dorit, va rezulta din relația de mai sus o anumită frecvența de tact. Precizam ca aceasta frecvența de tact este în același timp și frecvența de eșantionare. Conform teoremei eșantionării (Shannon), un semnal poate fi considerat complet definit prin eșantioanele sale, daca frecvența de eșantionare este (cel puțin) dublă fața de frecvența semnalului considerat. Luînd în considerare cele de mai sus, calculul poate urma dupa modelul de mai jos.

Se stabilește mai întîi lățimea de banda, care practic corespunde cu frecvența limita superioara ce poate fi procesata. Admitem o lățime de banda cuprinsa între 6,3...7,5 kHz. (La prima vedere s-ar parea că acest domeniu este prea îngust. Amintim însa ca exista realizări industriale, pentru uz profesional, care au limita de frecvența la 7,5 kHz. Aceasta „derogare" de la principiile Hi—Fi este posibila deoarece, în marea majoritate a cazurilor, semnalul procesat prin linii de întîrziere este parțial „mascat" de semnalul direct.)

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

ATELIER

TUROMETRE ELECTRONICE

Ing. VICTOR DAVID

1. **Generalități**

În cazul unui motor în patru timpi cu 4 cilindri, frecvența impulsurilor pe ruptor la turația N rot/min este $f_N = N/30$.

Pentru a afișa primele două cifre ale turației, adică N/100, este necesar un timp de numărare

$$t_N = \frac{N}{100} \cdot \frac{1}{f_N} = 0{,}3 \text{ s.}$$

O justificare teoretică detaliată a acestui mod de afișare se găsește în lucrarea (1).

Modul digital de afișare a turației, deși precis și foarte util în situații statice, ca de exemplu reglajul de ralanti, atrage obiecțiile utilizatorilor la capitolul ergonomie. În regim dinamic, citirea a două cifre nu este imediat sugestivă; pentru a sesiza sensul variației turației, utilizatorul are nevoie de un timp de „prelucrare" a informației digitale.

Din aceste considerente, am conceput și o variantă de turometru cu afișare pe LED-uri dispuse circular. Numărul de 16 LED-uri constituie un compromis între precizia citirii și prețul de cost. Cu trepte de turație de 400 rot/min se poate acoperi astfel domeniul 0 ÷ 6 000 rot/min.

Timpul de numărare la acest tip de turometru cu n LED-uri, pentru a sesiza turația N_{max}, va fi deci

$$t_N = \frac{n}{f_{max}} = n \cdot \frac{30}{N_{max}}$$

Concret, obținem $t_N = 80$ ms, deci turometrul cu LED-uri va afișa informația de aproape 4 ori mai rapid față de cel cu cifre.

Pentru ambele variante am folosit circuite CMOS, micșorînd consumul de putere și implicit solicitarea tranzistorului regulator din alimentare; schema TTL cu afișaj digital consumă cca 0,5 A la 5 V, iar varianta CMOS sub 150 mA la 8,5 V. Pentru o alimentare la 12 V, disipațiile pe tranzistorul regulator vor fi:

$P_{dT} = (12 - 5) \cdot 0{,}5\text{ W} = 3{,}5\text{ W}$ (TTL)

$P_{dT} = (12 - 8{,}5) \cdot 0{,}15\text{ W} = 0{,}525\text{ W}$ (CMOS), cu aproape un ordin de mărime mai mică.

Beneficiind de versatilitatea circuitelor CMOS uzuale, numărul de capsule se reduce — în comparație cu turometrul TTL prezentat în (1) — de la 9 la 5, deci scade gabaritul și crește fiabilitatea. Pasionații vor remarca, desigur, posibilitatea înlocuirii celor două numărătoare MMC0192 cu o singură capsulă MMC4518, circuit mai greu procurabil pentru amatori (n.a.).

In fine, varianta de turometru cu 16 LED-uri are 4 circuite integrate și consumă cca 35 mA!

2. **Turometru electronic cu afișaj digital (varianta 1)**

În figura 1 este prezentată schema electrică a turometrului cu afișare pe 2 digiți.

Impulsurile preluate de la ruptor sînt filtrate și apoi formate cu ajutorul porții trigger-Schmitt G4. Aceste impulsuri sînt numărate timp de 300 ms de numărătoarele CI2 și CI3.

Baza de timp a turometrului este oscilatorul construit cu poarta G1. Performanțele acestui oscilator condiționează performanțele întregului montaj. În acest scop, componentele R1, P1 și C1 vor fi alese cu grijă, în toleranțe mici și cu o bună stabilitate cu temperatura. Condensatorul C1 poate fi unul cu tantal, datorită gabaritului redus față de un condensator nepolarizat de aceeași valoare.

Impulsurile scurte de la ieșirea porții G1 comandă scrierea în latch-urile conținute de circuitele CI4 și, respectiv, CI5.

După scriere, prin monostabilul realizat cu G3 se recomandă resetarea numărătoarelor, care sînt astfel pregătite pentru un nou ciclu de numărare.

Pe durata resetării și a numărării se afișează deci informația din ciclul anterior.

Sursa stabilizată este banală, dar se recomandă sortarea diodei D5 astfel încît la o variație a tensiunii de alimentare între 10 ÷ 14 V tensiunea la ieșirea stabilizatorului să varieze cu cel mult 0,2 V, în caz contrar afectînd stabilitatea frecvenței bazei de timp.

Desenul cablajului imprimat și dispunerea componentelor pentru acest turometru sînt cele din figura 2. Se va tăia o placă de aluminiu, gros de 1,5 ÷ 2 mm, la dimensiunile plăcii de cablaj imprimat (peste care se va monta, prin intermediul unor distanțiere), cu rol de radiator pentru T1.

Reglajul turometrului necesită un generator reglabil de audiofrecvență capabil să asigure o formă de undă sinusoidală, dreptunghiulară sau triunghiulară cu amplitudinea de 12 V, pe o impedanță de ieșire mai mică sau egală cu 600 Ω — de exemplu, un versatester. Se ajustează semireglabilul P1 astfel încît pentru o frecvență de 200 Hz turometrul să indice stabil 60, adică 6 000 rot/min. Se retușează reglajul pentru 20 Hz, unde indicația turometrului va fi 06, adică 600 rot/min, apoi se blochează semireglabilul cu vopsea.

Recomand alimentarea turometrului prin intermediul cheii de contact.

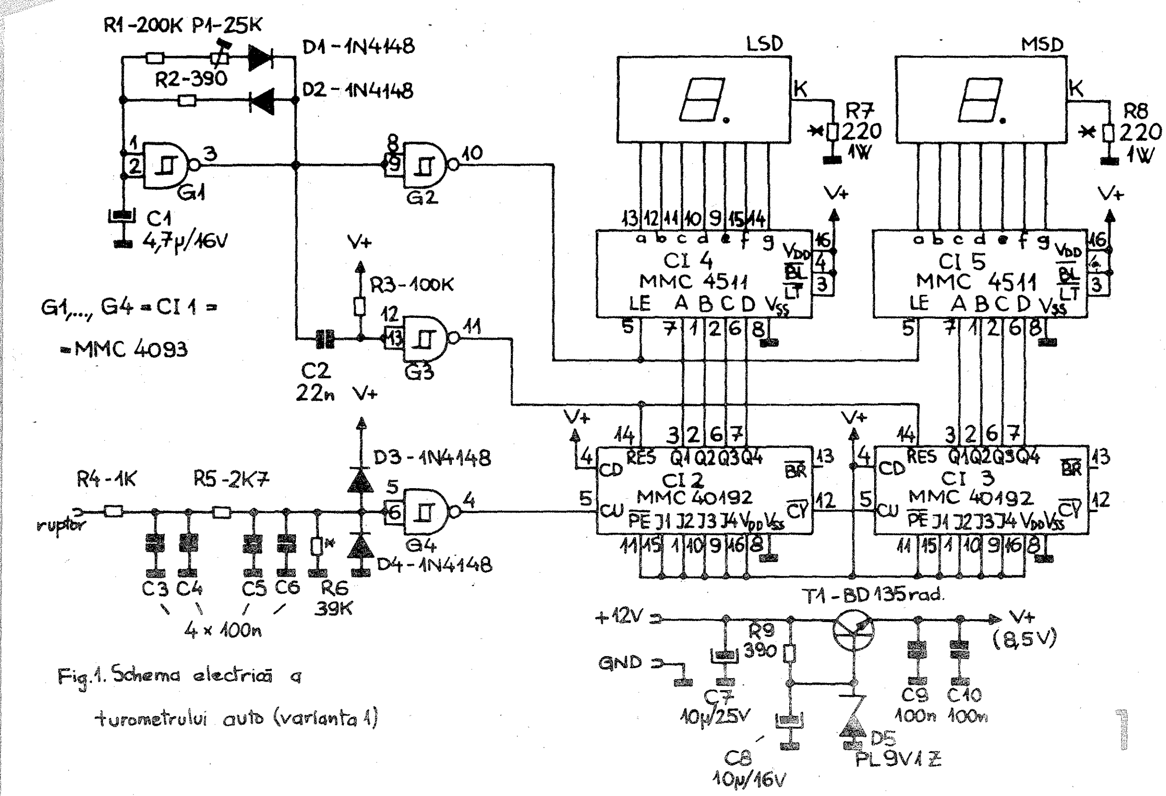
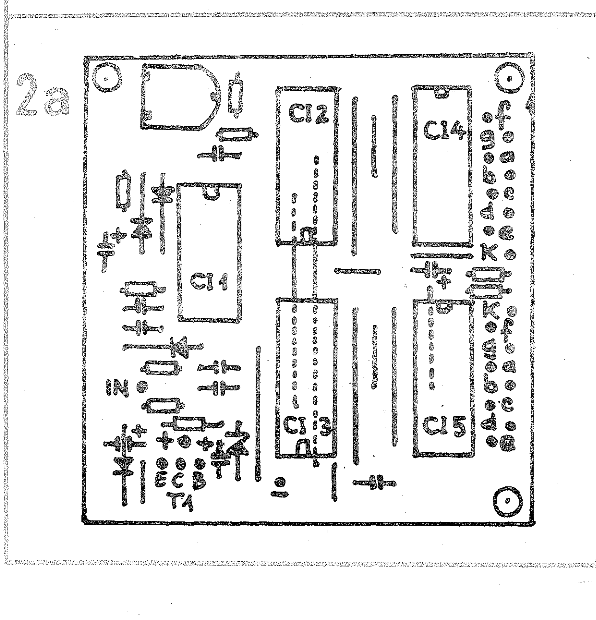
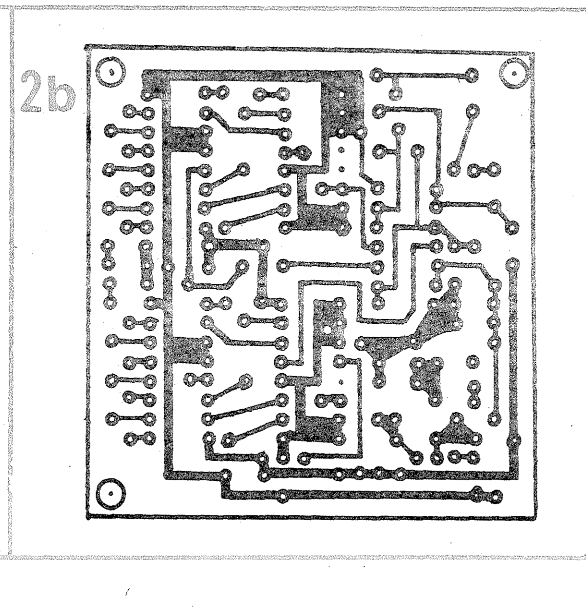


Fig.1. Schema electrică a turometrului auto (varianta 1)





3. **Turometru electronic cu indicație pe LED-uri (varianta 2)**

Schema electrică a turometrului cu LED-uri este prezentată în figura 3. Principial, ea nu diferă de cea a variantei anterioare; numărarea impulsurilor de la ruptor se face cu numărătorul CI2 pe durata a 80 ms, în timp ce circuitul CI3 asigură memorarea informației.

Ca decodificator am utilizat un multiplexor analogic de tip MMC4067, capabil să aprindă unul din cele 16 LED-uri, cu un consum propriu neglijabil. Curentul maxim comandat de circuit, de 10 mA, asigură o luminozitate bună în cazul unor LED-uri cu randament luminos normal.

Observațiile referitoare la sortarea componentelor pasive ale bazei de timp și a diodei stabilizatoare sînt valabile și la acest tip de turometru.

În plus, se cere o atenție deosebită în alegerea rezistenței R7; se va prefera inițial montarea unei valori mai mari, micșorînd-o cînd există certitudinea că tensiunea sursei stabilizate este sub 8,7 V și la 14 V alimentare! Orice greșeală poate distruge circuitul MMC4067.

Figura 4 prezintă cablajul și dispunerea componentelor turometrului pe două plăci de circuit simplu placat care se vor prinde între ele cu șuruburi și cu distanțiere. În dreptul LED-urilor se inscripționează pe panoul turometrului 0, 4, 8, ..., 52, 56, 60x100 rot/min.

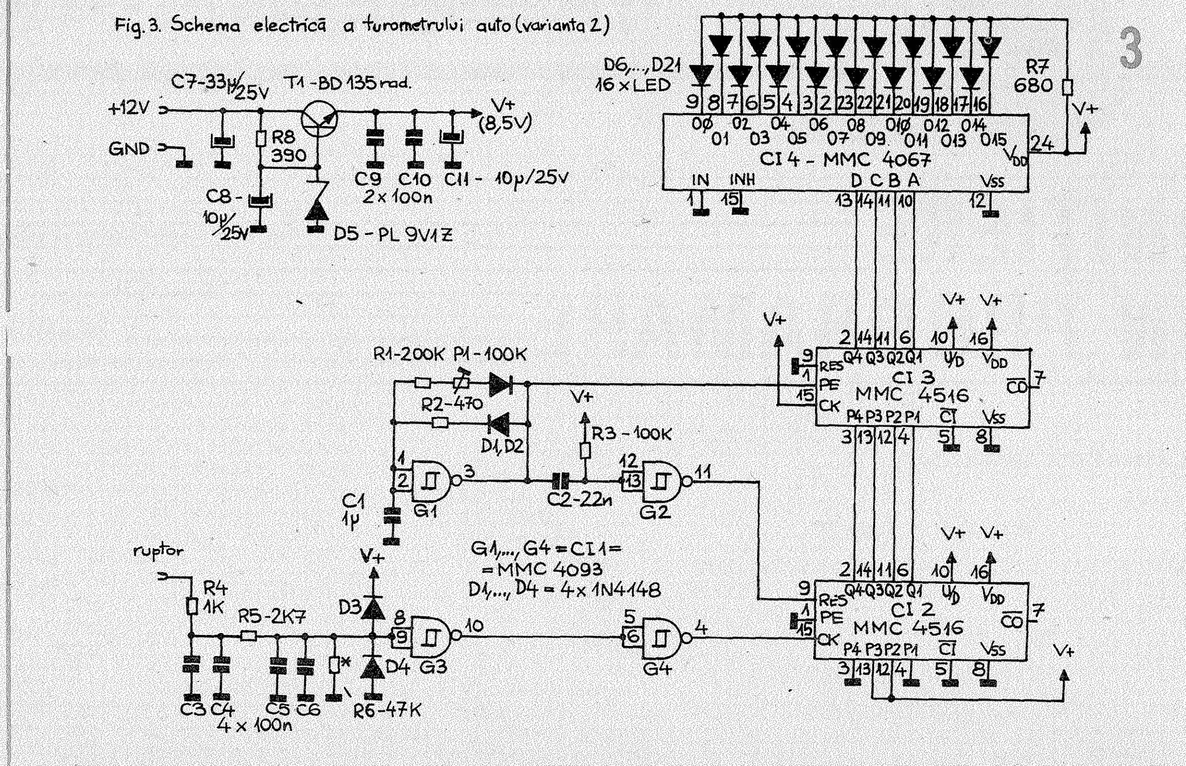


Fig. 3. Schema electrică a turometrului auto (varianta 2)

Reglajul turometrului se face cu un generator de audiofrecvență ca în cazul precedent: se ajustează semireglabilul P1 de 100 kΩ astfel încît la frecvența de 200 Hz ultimul LED, D21, să lumineze fără să „clipească" și D20 sau D6. Se retușează reglajul, aplicînd 40 Hz pentru care se aprinde ferm LED-ul D9, indicînd 1 200 rot/min; se blochează apoi semireglabilul cu vopsea.

Conectarea turometrelor prezentate nu necesită cablu ecranat și nu reclamă antiparazitarea instalației electrice a automobilului.

Conectarea greșită a turometrelor atrage defectarea acestora.

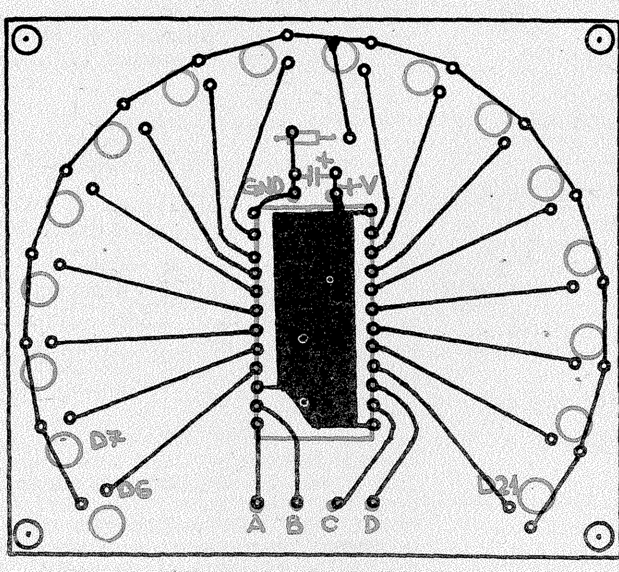
4. **BIBLIOGRAFIE**

1) Constantin Gherasim — „Turometru numeric", Almanahul Tehnium, 1988

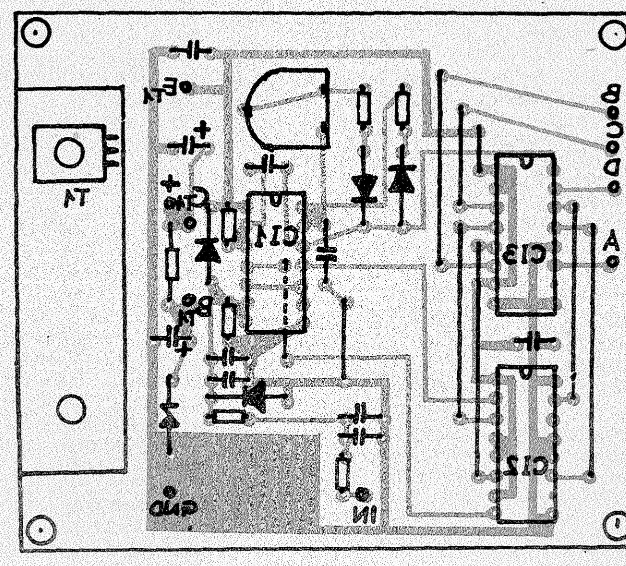
2) Microelectronica — „MOS Optoelectronic Devices Data Book", 1985

3) I. Ardelean, H. Giuroiu, L. Petrescu — „Circuite integrate CMOS — manual de utilizare", Editura Tehnică, 1986.

4a



4b



IMPORTANT!

Începînd cu luna ianuarie 1991, redacția își propune să vină în sprijinul cititorilor care doresc să repare sau să modernizeze televizoare vechi. În acest scop vă rugăm să transmiteți redacției în scris tipul televizorului pe care doriți să-l modernizați pentru a determina ordinea de interes general.

De asemenea, rugăm pe toți cei care posedă scheme de televizoare și alte aparate electronice din import să aibă amabilitatea de a le împrumuta spre xeroxare redacției, venind astfel în sprijinul unei mari mase de cititori.

Vă mulțumim pentru colaborare !

PREMIILE TEHNIUM 1990

În urma analizei materialelor propuse spre publicare revistei „Tehnium" în acest an, juriul, alcătuit din reprezentanți ai redacției, a hotărît desemnarea cîștigătorilor premiilor și mențiunilor. De asemenea, juriul a hotărît sporirea numărului de mențiuni de la 3 la 10.

Iată acum și lista laureaților Concursului TEHNIUM 1990.

PREMIUL I (în valoare de 1 500 de lei) — ing. **Aurelian Mateescu** (București); PREMIUL II (în valoare de 1 000 de lei) — ing. **Emil Marian** (București); PREMIUL III (în valoare de 500 de lei) — ing. **Barbu Popescu** (Turnu Măgurele); Mențiuni: ing. **George Malintz** (Vișeul de Sus), ing. **Kazimir Radvanski** (Petroșani), **Maximilian Kulin** (Ploiești), ing. **Cristian Apostol** (București), ing. **Dragoș Marinescu** (București), ing. **Paul Hașaș** (Oradea), **Corneliu Tocan** (Iași), **Gherasim Frățilă** (Sibiu), **Florin Țebrencu** (Piatra Neamț), **Veres Péter** (Tg. Mureș): Abonamente „Tehnium" 1991.

Felicitîndu-i din toată inima pe toți cîștigătorii, redacția anunță că o dată cu începutul anului 1991 se inaugurează o nouă ediție a concursului **Tehnium** ce va răsplăti cele mai bune articole propuse redacției spre publicare.

De asemenea, sperăm că la noua ediție a concursului **Tehnium**, premiile vor fi mai multe și mai substanțiale. În paginile revistei **Tehnium** vom anunța, în curînd, și cuantumul viitoarelor premii. Pînă atunci vă așteptăm cu noi propuneri de materiale. Succes! (C.S.)

INFORMATICĂ

INIȚIERE ÎN PROGRAMARE

STELIAN NICULESCU, CRISTIAN ARTEMI, MIRCEA BĂRBULESCU, MARIA CRISTINA NICULESCU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

6. Fie

A(1), A(2), ..., A(N)

o variabilă numerică indexată. Să se schimbe valorile componentelor sale între ele așa încît să existe relațiile

$A(1) \leq A(2) \leq ... \leq A(N)$

sau

$A(1) \geq A(2) \geq ... \geq A(N)$

ceea ce înseamnă a le ordona crescător, respectiv, descrescător.

Răspuns

Înainte de a prezenta rezolvarea, remarcăm că ordonarea (fie crescătoare, fie descrescătoare) oferă multe avantaje în rezolvarea problemelor.

Să ne imaginăm ce ar însemna a căuta în cartea de telefon un nume în caz că nu ar exista o ordonare alfabetică a acestora.

Mai precizăm că efectul ordonării crescătoare/descrescătoare în cazul nostru este acela că eventualele valori egale devin vecine, ceea ce facilitează soluționarea unor probleme (cum va rezulta și din unele dintre exemplele ce le vom da în continuare).

Fie K o variabilă binară (care poate lua două valori) definită astfel:

$$K = \begin{cases} 1 & \text{dacă dorim ordonarea crescătoare} \\ -1 & \text{dacă dorim ordonarea descrescătoare} \end{cases}$$

Rolul lui K este acela de a scrie un singur program, prin care se realizează ordonarea crescătoare dacă lui K i se atribuie valoarea 1, respectiv, descrescătoare, dacă i se atribuie valoarea −1.

Relația

$$A(I) > A(I + 1) \quad (1)$$

este nedorită în cazul ordonării crescătoare și de aceea se schimbă valorile lui A(I) și A(I + 1) între ele. Se procedează astfel pentru toate cele N−1 perechi vecine care se obțin prin evoluția I = 1,2, ... N−1. Eventualele schimbări vor fi numărate de o variabilă, să-i zicem S. Cînd se va face o parcurgere și S va rămîne cu valoarea zero, valoare ce i se atribuie la începutul fiecărei parcurgeri, înseamnă că am realizat ordonarea, adică

$A(1) \leq A(2) \leq ... \leq A(N)$

În mod analog, relația

$$A(I) < A(I + 1) \quad (2)$$

este nedorită dacă este vorba de ordonare descrescătoare.

Observăm că dacă vom considera relația

$K \cdot A(I) > K \cdot A(I + 1)$

vom avea cazul (1) pentru K = 1, respectiv, cazul (2) pentru K = −1.

Algoritmul propus îl vom reprezenta mai întîi în limbaj pseudocod și apoi în BASIC.

Așadar, în pseudocod soluția ce v-o propunem este următoarea:

```
read K, N, A
let S: = 1990
while S ≠ 0 do
  let I: = 1
  while I < N do
    let S:=0
    if K·A(I) > K·A(I+1)
    then
      let X:=A(I)
      let A(I):=A(I+1)
      let A(I+1):=X
      let S:=S+1
    end
    let I:=I+1
  end
end
print N,A
stop
```

A fost necesar a se atribui, imediat după **read**, lui S o valoare nenulă (am ales 1990) spre a se asigura intrarea în structura **while** S≠0. Cum se intră în corpul structurii **while** I < N i se atribuie lui S valoarea zero. Dacă nu se va face nici o schimbare, S va rămîne zero și se va ieși din structura **while** S≠0, ordonarea fiind comisă.

Și acum să reprezentăm algoritmul și în limbaj BASIC.

Deci:

```
100 INPUT K,N : DIM A(N)
110 LET I=1
120 REM   Urmează citirea valorilor lui A
130 IF I > N THEN GO TO 160
140    INPUT A(I) : LET I=I+1
150    GO TO 130
160 REM   S-au citit valorile lui A
170 LET   S = 1990
180 REM   Urmează simularea lui while S≠0
190 IF S=0 THEN GO TO 330
200    LET I=1
210    REM Urmează simularea lui while I < N
220    IF I=N THEN GO TO 320
230       LET S=0
240       IF K*A(I) > K*A(I+1) THEN GO TO 290
250          LET X=A(I)
260          LET A(I) = A(I+1)
270          LET A(I+1)=X
280          LET S=S+1
290       REM Sfîrșitul lui IF K*A(I) > K*A(I+1)
300       LET I=I+1
310       GO TO 220
320    REM Terminarea lui while I < N
325    GO TO 190
330 REM Terminarea lui while S≠0, ceea ce înseamnă că s-a terminat
340 REM ordonarea, urmînd tipărirea lui A
360 LET I=1
370 IF I > N THEN GO TO 400
380    PRINT A(I); " ";
390    LET I=I+1: GO TO 370
400 REM Încheierea tipăririi
410 END
```

7. Dîndu-se o variabilă indexată

A(1), A(2), ..., A(N)

să se determine mulțimea

{B(1), B(2), ..., B(M)}

constituită din totalitatea valorilor distincte ale lui A.

Răspuns

```
read N,A
let M:=1
let B(1):=A(1)
let I:=2
while I>N
  let J:=1
  let K:=0
```

```
  while J>M do
    if A(I)=B(J)        Se verifică dacă A(I) se
    then let K:=1       regăsește printre
      let J:=M            B(1), B(2),..., B(M)
    end                 deja determinați, K deve-
  end                   nind 1 cînd s-a regăsit
                        (altfel rămîne 0)
```

```
  if K=0
    then let M:=M+1
      let B(M):=A(I)
  end
  let I:=I+1
end
print M,B
stop
```

Programul BASIC corespunzător soluției date în limbaj pseudocod este cel de mai jos:

```
1000 INPUT N : DIM A(N) : DIM B(N)
1010 LET I=1
1020 IF I>N THEN GO TO 1050
1030    INPUT A(I) : LET I=I+1
1040    GO TO 1020
1050 REM  Terminarea citirii valorilor componentelor lui A
1060 LET M=1: LET B(1)=A(1) : LET I=2
1070 REM Urmează simularea lui while I≤N
1090 IF I>N THEN GO TO 1210
1100 LET J=1 : LET K=0
1110 REM Urmează simularea lui while J≤M
1120 IF J>M THEN GO TO 1160
1130 IF A(I)=B(J) THEN LET K=1 : LET J=M
1140 LET J=J+1
1150 GO TO 1120
1160 REM Ieșirea din while J≤M
1170 IF K=0 THEN LET M=M+1 : LET B(M)=A(I)
1180 LET I=I+1
1190 GO TO 1090
1200 REM Ieșirea din while I≤N
1210 LET J=1
1220 IF J>M THEN GO TO 1250
1230 PRINT B(J); " ";
1240 LET I=I+1 : GO TO 1220
1250 REM Terminarea tipăririi componentelor lui A
1260 END
```

Să mai dăm o rezolvare a acestei probleme pornind de la ideea că A este mai întîi ordonată, după care se construiește mulțimea B. Pentru aceasta vom plasa la 355 al programului ce constituie soluția problemei anterioare (exemplul 6) instrucțiunea

355 GOSUB 500

care are ca efect transferul controlului executării programului la instrucțiunea de număr 500, unde propunem noua soluție (în sensul că se construiește B din A care are componentele ordonate). În această situație este obligatoriu ca instrucțiunea END să aibă ca număr nu pe 410, ci un număr care să fie mai mare ca 590 (numărul lui RETURN din secvența de mai jos), deoarece în orice program BASIC instrucțiunea END trebuie să aibă cel mai mare număr dintre toate instrucțiunile unui program.

Revenirea controlului executării programului are loc la întîlnirea instrucțiunii RETURN, continuîndu-se cu instrucțiunea aflată imediat după GOSUB 500. Așadar, construcția lui B:

```
500 LET M=1 : LET B(1)=A(1)
510 LET I=2
520 REM  Urmează simularea lui while I≤N
530 IF I>N THEN GO TO 590
540 IF A(I−1) ≠ A(I) THEN LET M = M+1
      LET B(M)=A(I)
550 LET I=I+1
570 GO TO 530
580 REM Ieșirea din while I≤N
590 RETURN
```

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

(URMARE DIN PAG. 5)

tativ U/1 mA, în cazul de față cca 12 ÷ 14 kΩ. Cel mai „sănătos" este sa materializați pe R1 și R2 prin cîte o combinație serie alcătuită dintr-o rezistență fixă de 12 ÷ 15 kΩ și un trimer de 50 ÷ 250 kΩ.

Cu puțină atenție remarcăm deja, chiar din această fază de testare, un posibil inconvenient în raport cu scopul urmărit, anume faptul ca durata de „conducție" t1 nu poate fi facută mai mică decît durata de „blocare" t2, lucru vizibil cu ochiul liber prin compararea expresiilor (2) și (3). Să nu uităm că, în final, noi intenționăm să comandăm aprinderea unor becuri de semnalizare intermitentă, cu o frecvență (perioadă) dată. Or, ținînd cont de inerția termică a filamentelor, este posibil să fie necesară o reducere a lui t1 în raport cu t2 sub această limită, respectiv o scădere a factorului de umplere (t1/T) sub 0,5, pentru a marca mai vizibil intermitența iluminării, îndeosebi atunci cînd perioada T este mică (sub 1 s). Știți și dv. foarte bine, din trafic, cît este de supărătoare o semnalizare ambiguă, atunci cînd becurile pîlpîie aproape imperceptibil, putînd fi uneori interpretate ca o lumină continuă. Un alt motiv de îngrijorare legat de acest aspect îl constituie disipația termică a elementului ce va comanda propriu-zis becurile, disipație dependentă și ea pronunțat de același factor de umplere.

Din fericire, acest inconvenient poate fi ușor înlăturat sau ocolit. De pildă, o soluție ar fi aceea de a separa căile de încărcare, respectiv descărcare a condensatorului C1 prin introducerea diodelor D1 și D2 (2x1N4148 etc.), așa cum se arată în figura 5. Într-adevăr, C1 se va încarca aici prin R1 și D1 (D2 blocată) și se va descărca prin R2, D2 (D1 blocată), de unde rezultă, neglijînd rezistențele diodelor în direct,

$$t_1 = R_1 \cdot C_1 \cdot \ln 2 \quad (5)$$

$$t_2 = R_2 \cdot C_1 \cdot \ln 2 \quad (6)$$

$$T = (R_1 + R_2) \cdot C_1 \cdot \ln 2 \quad (7)$$

Pentru o perioadă de oscilație dată, adică pentru C1 și R1 + R2 constante, putem modifica de această dată în limite foarte largi factorul de umplere prin simpla alegere a raportului R1/R2.

Vă invităm să experimentați și această variantă, folosind aceeași metodă cu combinații serie ajustabile.

Să observăm, de asemenea, că ne-am mai apropiat cu un pas de scopul propus, ieșirea integratului fiind pusă aici să comande un bec B (tip auto), prin intermediul tranzistorului T.

O a doua soluție de ocolire a inconvenientului amintit ne-o sugerează indirect chiar schema din figura 5. Într-adevăr, totul pare în regulă și montajul funcționează corect (dacă am ajustat corespunzator valorile R1, R2 și R3), dar înainte de a striga Evrika! și de a trece la proiectarea cablajului, mai avem de făcut cîțiva pași importanți. Să nu uităm că, în final, noi vom avea de comandat nu unul, ci două sau chiar patru becuri simultan, iar daca toate vor fi de 15 W, curentul maxim de colector al tranzistorului T va ajunge la cca 5 A sau chiar mai mult.

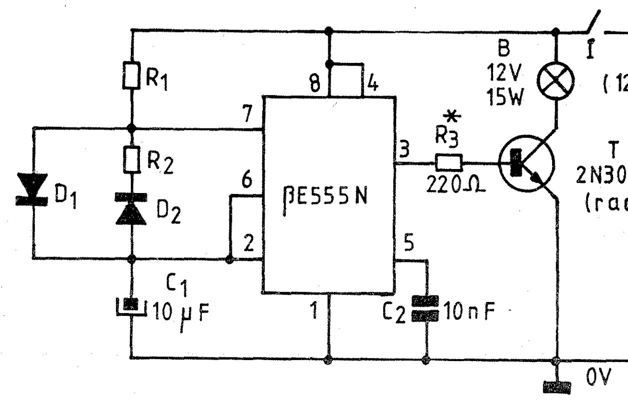
Ținînd cont de factorul beta modest al tranzistoarelor de putere, îndeosebi la curenți mari, deducem că baza lui T nu va putea fi comandată direct de ieșirea integratului (care admite teoretic maximum 200 mA, dar nu se recomandă, totuși, apropierea imprudentă de această limită). Va fi necesar, prin urmare, un al doilea tranzistor intermediar, cu rol de amplificare în curent. Iar dacă tot folosim două tranzistoare, ne vine foarte ușor să inversăm logica de comandă, adică să facem ca becurile să fie aprinse atunci cînd la ieșirea integratului avem nivelul jos, respectiv stinse pentru nivelul sus. Putem deci renunța la artificiul de separare cu diode, revenind la varianta inițiala de astabil, care va permite acum reducerea după dorință a factorului de umplere pentru „impulsul" luminos, cu efectele pozitive amintite privind individualizarea sa și scăderea disipației termice pe tranzistorul final.

O mostră de schemă concepută conform celor arătate (și pe care o puteți experimenta, de asemenea, cu rezultate frumoase) este cea din figura 6. N-ar mai rămîne decît ajustarea rezistențelor de temporizare R1 și R2 după metoda cunoscută, ca și tatonarea valorilor lui R3 și R4 în funcție de factorii beta ai tranzistoarelor T1 și T2.

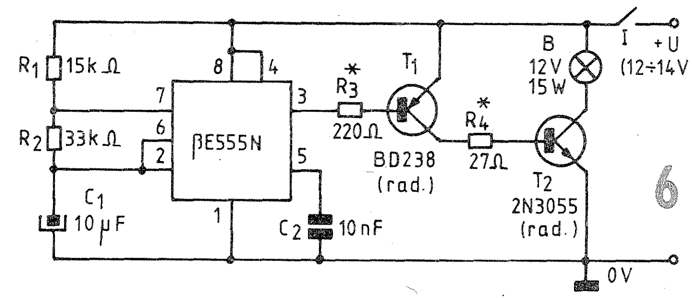
Se cuvine deja să facem o paranteză pentru a prezenta mai concret scopul final urmărit. Și anume, fie instalația de iluminare din figura 7 cea pe care urmează să o comande releul nostru. Am notat sugestiv cu D și S becurile aferente lateralelor dreapta, respectiv stînga, iar cu indicii f și s am precizat amplasarea lor în față, respectiv în spate. Evident, comutatorul K1 este cel care va asigura selectarea semnalizării laterale stînga-dreapta (S, D), avînd și o poziție mediană M de repaus, cu K2 obligatoriu în repaus (R). Indiferent de starea lui K1, trecerea lui K2 în poziția A (avarie) va permite acționarea intermitentă, simultană, a tuturor becurilor.

De aici înainte, experimentul nostru va trebui să continue cu sarcina adevărată, în cazul cel mai „nefavorabil" (toate patru becurile comandate simultan), pentru că numai astfel vom putea efectua corect reglajele și aprecia disipația termică maximă, în funcție de care vom dimensiona radiatoarele tranzistoarelor. Comutatoarele K1 și K2 nu sînt strict necesare încă; este suficient să procurăm și să conectăm în paralel cele patru becuri de 12 V/15 W. În lipsa lor — sau ca opțiune alternativă, aproximativ echivalentă — putem apela la una din combinațiile sugerate în figurile 8 și 9. Nu intrăm aici în detalii, dar amintim totuși că puterea totală nu este în astfel de situații un criteriu sigur (unic) de echivalare, dată fiind variația pronunțată și diferită de la un tip de bec la altul a rezistenței filamentului prin încălzire.

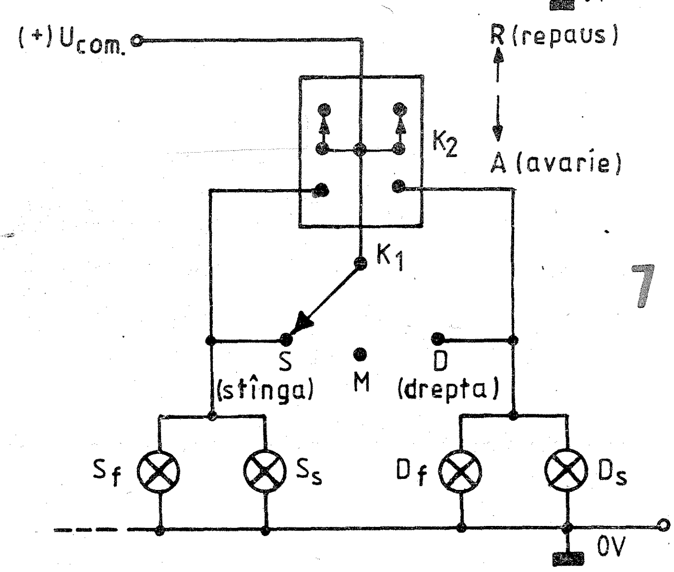
Alimentarea montajului se va face de la un acumulator auto de 12 V, suficient de bine încărcat (12—14 V). Pentru a elimina eventualele surprize neplăcute, este bine să se verifice în prealabil grupul de becuri ales, conectîndu-l direct la bornele bateriei. Se mai întîmplă ca becurile să fie uneori defecte, chiar dacă filamentul pare a se afla în stare bună.



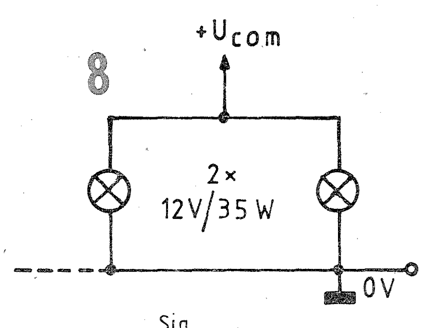
5



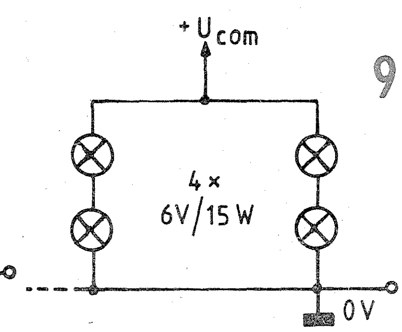
6



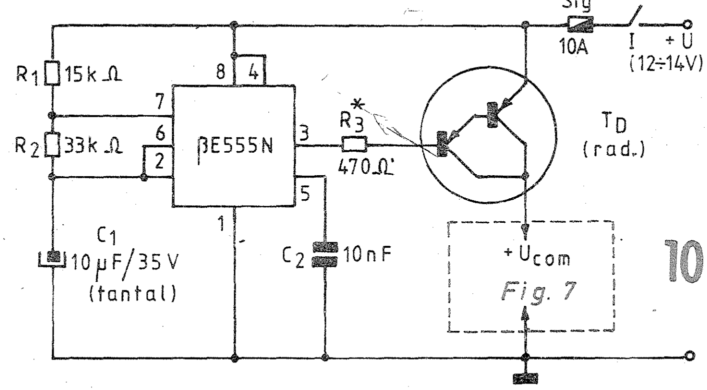
7



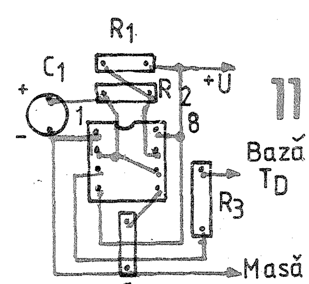
8



9



10



11

În fine, mai observam ca în figurile 7—9 becurile au fost conectate cu un pol la masa montajului, adică la borna minus a sursei de alimentare U (așa cum este cazul la majoritatea autoturismelor). Prin urmare, va trebui din nou să inversăm ceva în schema noastră din figura 6. Dintre multiplele variante posibile, pe care vă invităm să le descoperiți singuri, am optat pentru montajul final din figura 10, înlocuind cele două tranzistoare discrete printr-un Darlington pnp de putere adecvată (curent de colector de cel puțin 7—10 A). Personal am experimentat cu bune rezultate montajul folosind pentru TD un 2N6052 (Motorola), care nu a ridicat probleme deosebite de disipație. Oricum, Darlington-ul se montează obligatoriu pe radiator, iar acesta poate constitui chiar unul din „pereții" laterali ai cutiei ce va adăposti montajul, bineînțeles cu condiția izolării electrice corespunzătoare între capsulă și radiator.

Valoarea lui R3 se alege în funcție de factorul de amplificare în curent al lui TD (orientativ între 390 Ω și 1,5 kΩ, dar în nici un caz mai mică de 150 ÷ 180 Ω, pentru a nu solicita prea mult ieșirea integratului; la nevoie se va sorta un Darlington cu cîștigul mai mare).

O sugestie de amplasare a pieselor pe plăcuța de montaj (fără TD) este arătată în figura 11, unde traseul cablajului este văzut prin „transparență", adică dinspre fața plantată. S-au prevăzut: R1, R2 — rezistoare cu peliculă metalică, de 0,5 W; R3 — tot RPM, de 1 W; C1 — condensator cu tantal gen „picătură"; C2 — plachetă (ceramic) sau multistrat.

INTRODUCERE ÎN TELEVIZIUNE

(URMARE DIN NR. TRECUT)

CAMERE VIDEO

În privința camescoapelor este greu de făcut o comparație între modelele existente actualmente pe piață cum sînt Video 8, VHS sau Super VHS, datorită faptului că sînt numeroși parametrii care nu sînt constanți chiar în cadrul aceluiași sistem, referindu-ne numai la performanțele foarte diferite în special în ceea ce privește randamentul diverselor feluri de captatoare folosite chiar de către același constructor.

Zicînd acestea, ne referim în principal la captatoarele de medie și înaltă rezoluție disponibile la toate cele trei sisteme și care nu au aceeași definiție a imaginilor. Trebuie ținut cont și de rețeaua de filtre colorate a cărei concepție variază în funcție de constructor, după cum a ales modul de sinteză aditivă sau substractivă.

La fel de importantă este modalitatea în care captatoarele și circuitele electronice de procesare a semnalelor video se comportă la variațiile extreme ale luminozității ce pot da naștere la fenomene parazite foarte neplăcute, cum ar fi saturarea sau efectul „Smear". Aceasta se traduce printr-o bandă luminoasă verticală care ia naștere datorită surselor luminoase puternice și punctelor aflate pe fond întunecat.

Există totuși o ierarhie în cadrul celor trei modele în ceea ce privește calitatea imaginilor înregistrate. În mod obiectiv sistemul Video 8 devansează VHS-ul standard, atît din punct de vedere al definiției imaginilor, cît și al raportului semnal/zgomot, performanțele benzilor magnetice „Metal" folosite de către Video 8 avînd o contribuție substanțială. Și în ceea ce privește concepția sistemului, Video 8 este mai avansat față de VHS prin integrarea frecvențelor „pilot" în pistele video, asigurînd un „tracking" riguros și automat datorită căruia stabilitatea imaginilor citite este perfectă. De asemenea, sunetul aferent este imprimat folosind modulația de frecvență sau modulația impulsurilor în cod (PCM = pulse code modulation) și este chiar stereofonic pentru camescoapele din vîrful gamelor, aceasta chiar la înregistrări long play (LP), deci cu viteza redusă la jumătate. Toate camescoapele Video 8 sînt echipate cu un cap de înregistrare „volant" care dă posibilitatea racordării de planuri și inserției de secvențe fără ruperea imaginii. Conceput pentru a putea fi îmbunătățit și ridicat la un nivel de calitate cel puțin egal cu noul S-VHS, viitorul Video 8-High Band (care va apărea în curînd pe piață pentru publicul larg) vrea să-l concureze pe acesta. Sistemul S-VHS existent totuși pe piață este încă cel mai performant din punct de vedere al definiției și al calității imaginilor înregistrate, dar trebuie specificat faptul că și prețul de cost este superior celorlalte două sisteme.

În privința alegerii unui camescop, dacă ne interesează în mod prioritar definiția imaginii, este evident de preferat un model echipat cu un captator de înaltă rezoluție, caracterizat printr-o mai bună redare a detaliilor imaginilor înregistrate. Să precizăm că un captator de acest tip (folosit în aparatele din vîrful gamei) este caracterizat de o rezoluție orizontală cuprinsă între 350 ÷ 400 puncte/linie, față de 300 ÷ 325 puncte/linie la camescoapele cu performanțe medii (rezoluție totuși satisfăcătoare în practică). Redarea fidelă a culorilor este un criteriu la fel de important, nefiind totuși neapărat conjugat cu rezoluția captatorului folosit. De fapt este preferabilă alegerea unui camescop cu o definiție medie, dar mai echilibrat în privința fidelității culorilor, imaginile corespunzătoare acestor specificații fiind (în mod subiectiv vorbind) net mai agreabile privirii decît cele cu o mai bună rezoluție, dar dezechilibrate cromatic.

STANDARD PLAY (SP) ȘI LONG PLAY (LP)

Din punctul de vedere al autonomiei de funcționare, posibilitatea utilizării unui camescop pe mod LP (deci cu o viteză de defilare a benzii redusă la jumătate) are drept consecință dublarea timpului de înregistrare prevăzut pentru o videocasetă de un anumit tip dat. În cazul formatului VHS-C (casete cu dimensiune mai redusă) o casetă EC-30 permite 30 de minute de înregistrare pe mod standard play (SP) și evident 60 de minute pe mod long play, aceasta fiind singura posibilitate pentru că nu există decît această durată pentru videocasetele tip VHS-C. Pentru Video 8, oferta este mult mai largă, fiind propuse patru modele (P5-15, P5-30, P5-60 și P5-90), avînd o durată de respectiv 15; 30; 60 și 90 de minute pe mod SP și 30; 60; 120 și 180 de minute pe mod LP. În plus, calitatea imaginilor înregistrate este apropiată față de cea a imaginilor înregistrate pe mod SP, doar raportul semnal/zgomot resimte foarte puțin reducerea vitezei. Nu același lucru se poate spune și de formatul VHS-C (folosit pe mod LP), cu excepția modelelor performante, care beneficiază de un tambur de analiză echipat cu un set dublu de capete video specializate (8 în total). Diferența cea mai mare se creează în partea de audio, foarte influențată de tehnica utilizată în fiecare caz în parte, evident tributară vitezei de defilare a benzii pentru VHS-C și total indiferentă față de aceasta la sistemul Video 8. Aceeași remarcă se aplică și fluctuațiilor, imperceptibile la Video 8 dar destul de importante la VHS-C. Astfel, așa cum putem observa și în figura 55 pentru VHS-C, răspunsul în frecvență este pînă la 9 000 ÷ 10 000 Hz pe mod SP, dar nu depășește 5 kHz pe mod LP, în timp ce pentru un camescop Video 8 (care înregistrează semnalul audio în modulație de frecvență), se ating fără mari dificultăți 25 kHz (pe intrare de linie), indiferent că imprimarea se face pe mod SP sau LP. De aceeași manieră fluctuațiile sînt de numai 0,005% pentru Video 8 în loc de 0,3% și, respectiv, 0,6% (în medie) pentru mod SP, respectiv LP, la tipul VHS-C.

Să mai amintim că datorită relativei rare răspîndiri a videocasetofoanelor VHS prevăzute cu două viteze, compatibilitatea de lectură a minicasetelor (VHS-C) înregistrate la jumătate de viteză este departe de a fi asigurată pentru toate videocasetofoanele, utilizato-

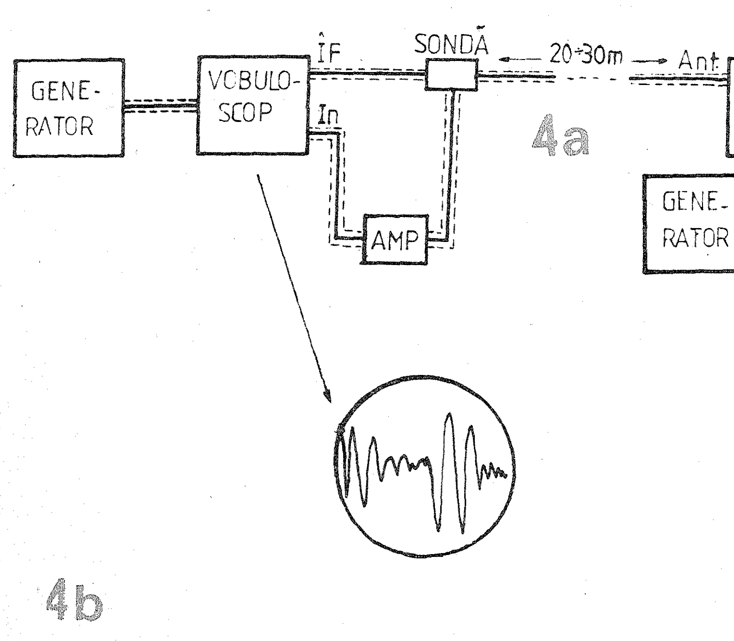
DEPANARE TV

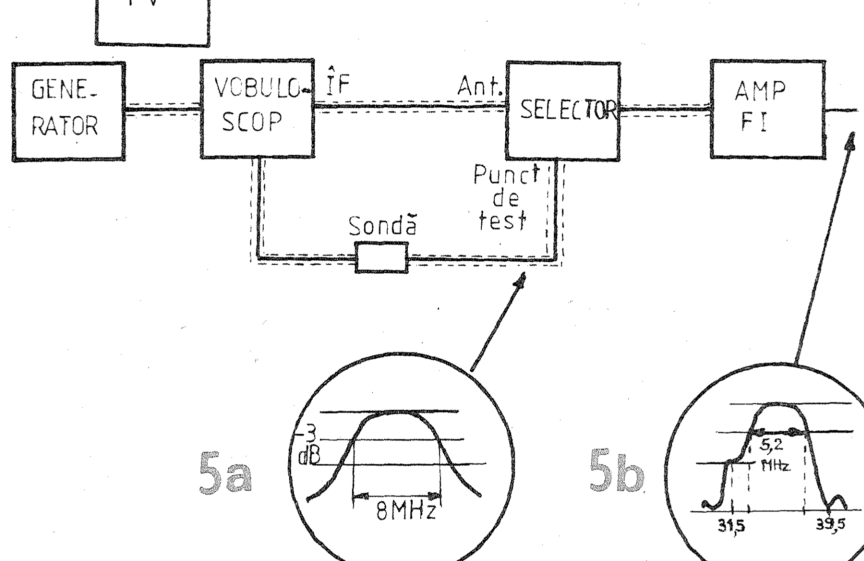
(URMARE DIN NR. TRECUT)

Reglajul automat al amplificării (RAA)

Controlul automat al cîștigului are un rol foarte important de jucat în cadrul receptorului TV datorită variațiilor foarte importante ale amplitudinii semnalului cules de antenă.

Principiul de funcționare se bazează pe principiul reacției (o operație de retroacțiune). Semnalul





rii fiind, de cele mai multe ori, obligați să folosească camescopul și ca cititor.

CAPTATORUL

De mai mulți ani, tuburi de genul Vidicon, Saticon sau Newvicon, folosite în camerele de luat vederi la început, au cedat locul unor captatoare de imagine constituite dintr-o multitudine de celule fotosensibile (folosind tehnica semiconductoarelor), așezate orizontal și vertical pe o suprafață dreptunghiulară, constituind așa-zisa țintă de analiză. Astfel de ținte sînt constituite din mai multe sute de mii de fotocelule, reacționînd la variațiile de luminozitate ale zonelor constitutive ale imaginilor formate pe suprafața lor.

Cu titlu informativ să precizăm că aceste ținte semiconductoare au în medie 300 000 de celule elementare (pentru modele cu definiție medie deci 300÷325 puncte/linie) și circa 420 000 de celule pentru modelele cu definiție mare. Avînd dimensiuni microscopice (8÷13 microni), aceste celule sînt asamblate sub formă de mozaic, elementele constitutive acumulînd sarcini electrice proporționale cu iluminarea primită de fiecare dintre ele. Aceste celule elementare se numesc pixeli. Mozaicul de pixeli astfel format, împreună cu rețeaua de filtre colorate, permite traducerea imaginii în semnal electric.

Două tehnologii sînt folosite pentru realizarea țintelor semiconductoare la camescoape, de tip CCD sau de tip MOS.

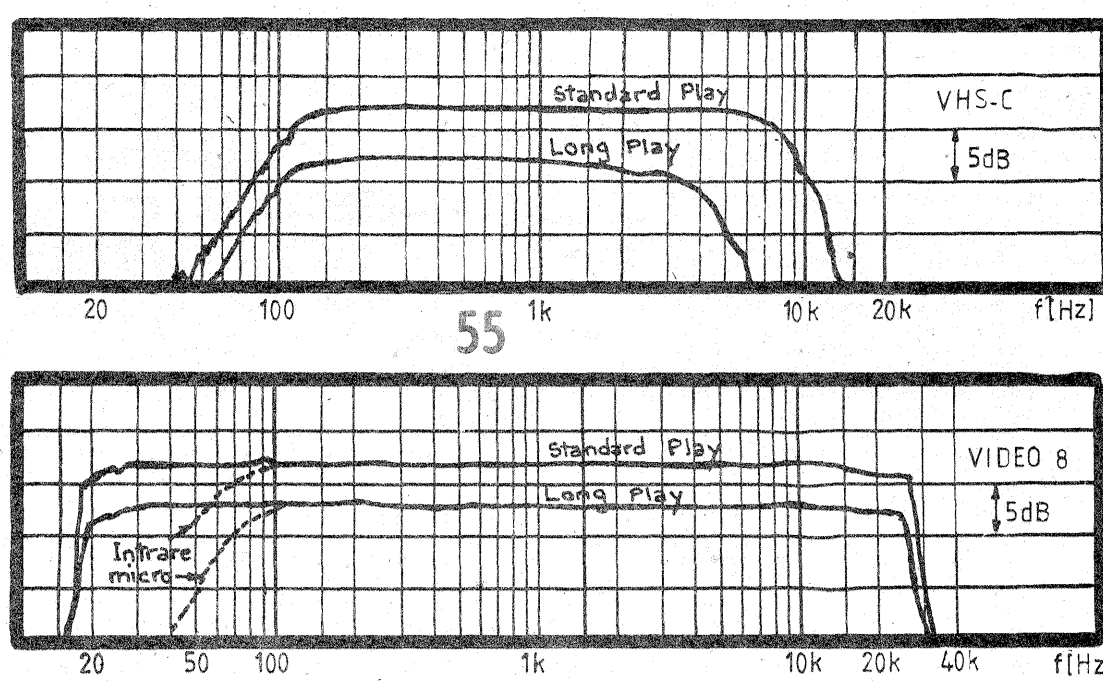
În cazul captatoarelor de tip CCD (Charge Coupled Device) sarcinile electrice de la bornele celulelor fotosensibile sînt mai întîi transferate (de unde și numele de dispozitive cu transfer de sarcină) în niște registre verticale, apoi într-un registru orizontal, în funcție de baleiajul televizorului.

Pentru captatoarele MOS (metal-oxid-semiconductor) procesul este diferit, avînd în vedere faptul că fotocelulele constitutive sînt asociate (la nivelul fiecărui pixel) unui comutator electronic format de către poarta (gate) unui tranzistor MOS care, la comanda unui semnal provenind de la circuitele de baleiaj, se deschide, permițînd astfel evacuarea sarcinilor electrice acumulate de către fotocelulele țintei.

VITEZA DE OBTURARE

În mod uzual viteza de obturare (de analiză) a imaginilor este de 1/50 dintr-o secundă, timpul unui semicadru în cazul standardelor TV europene. Două semicadre (respectiv impar și par) fiind necesare reconstituirii unei imagini complete, durata totală este de 1/25 dintr-o secundă (40 ms). Anumite imagini, reprezentînd fenomene rapide, nu pot fi „fixate" în acest timp, aceasta traducîndu-se printr-o imagine neclară mai mult sau mai puțin, în funcție de rapiditatea mișcării înregistrate. Acest lucru este analog cu fenomenul întîlnit în tehnica fotografică unde (de exemplu) cei ce practică fotografia sportivă știu că imobilizarea unei mișcări (secvențe) necesită viteze de obturare (timpi de expunere) ajungînd la 1/2 000 dintr-o secundă sau chiar 1/4 000 pentru aparatele performante. Acest lucru este valabil și pentru prizele de imagini video, problema fiind rezolvată la modelele de camescoape mai evoluate, care oferă posibilitatea alegerii între mai multe viteze, cum sînt 1/120, 1/250, 1/500, 1/1 000, 1/2 000 și 1/4 000 dintr-o secundă.

Alegerea unei viteze de obturare din ce în ce mai mare se traduce însă și printr-o scădere aparentă a sensibilității captatorului, de aici decurgînd necesitatea dispunerii de un nivel de iluminare în raport cu viteza aleasă. Atunci cînd scăderea nivelului de iluminare nu mai poate fi compensată de către luminozitatea obiectivului și nici de către comanda cîștigului circuitelor video asociate captatorului, se constată o întunecare mai mult sau mai puțin pronunțată și o scădere a raportului semnal/zgomot a imaginii înregistrate. Ceea ce este considerat a fi un inconvenient (întunecarea progresivă la o viteză de obturare prea ridicată față de luminozitate) poate în anumite cazuri să fie avantajos, mai ales în cazul unei zile foarte însorite, cînd obiectivul ar trebui dotat cu un filtru pentru a nu fi saturat captatorul. De asemenea, trebuie ținut cont de natura anumitor surse de iluminare artificiale care pot provoca un efect de stroboscop la viteze de obturare mai mari decît 1/120 dintr-o secundă, imaginea înregistrată dînd un efect de pîlpîire.



55

Pagini realizate de ing. CRISTIAN IVANCIOVICI

primit prin borna de antenă este amplificat de etajele de pînă la detectorul video care furnizează o tensiune continuă ce este direct proporțională cu nivelul semnalului. Această tensiune continuă variabilă este la originea unor diverse alte tensiuni (tot continue și variabile) care, aplicate ca tensiuni de polarizare diverselor amplificatoare UIF, FIF, frecvență intermediară (sunet și imagine), fac ca amplificarea acestora să scadă cînd nivelul semnalului de intrare crește și invers.

În cea mai mare parte a cazurilor, reglajul automat al amplificării se aplică etajelor de frecvență intermediară, de înaltă frecvență FIF și UIF. În momentul în care RAA comandat de către tensiunea continuă produsă de către detectorul video acționează asupra etajelor de înaltă frecvență (FIF sau UIF) și cîștigul global al căii de sunet se modifică în sensul corect. Chiar dacă frecvența purtătoare imagine este diferită de cea purtătoare sunet, ele sînt apropiate în spectru și propagarea lor este identică.

Dacă sunetul este modulat în amplitudine, tensiunea de RAA nu se aplică, de obicei, etajelor de frecvență intermediară sunet acordate pe 6,5 MHz (respectiv 5,5 MHz pentru CCIR).

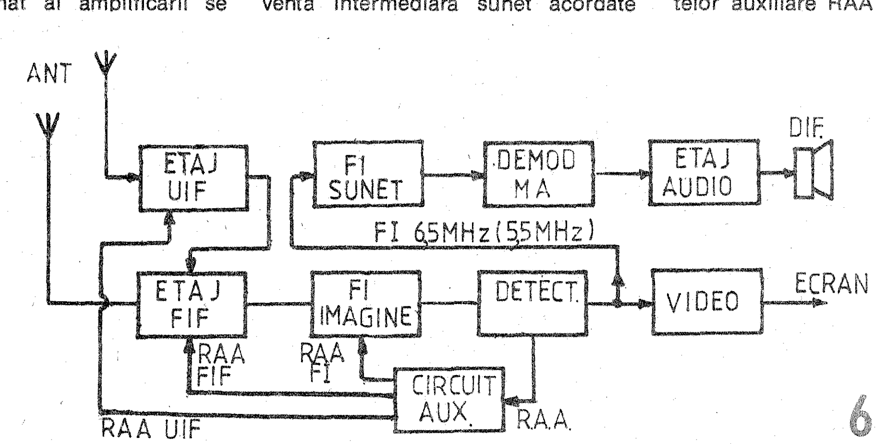
Totuși reglajul automat al amplificării acționează și asupra sunetului pentru că el comandă blocurile amplificatoare FIF (UIF) și FI care amplifică și sunetul și imaginea.

În figura 6 este descris sistemul de RAA pentru cazul modulării în amplitudine a sunetului. Se observă că între detectorul video și amplificatoarele etajelor FIF, UIF și FI cale comună apare un bloc al circuitelor auxiliare RAA care dă o formă convenabilă semnalelor continue variabile de RAA. Acest bloc al circuitelor auxiliare RAA cuprinde amplificatoare de cc, etaje inversoare ale sensului de variație al semnalului, reducătoare de tensiune.

În cazul cînd sunetul este modulat în frecvență, schema de principiu rămîne, în mare, aceeași cu diferența că demodulatorul de sunet de FI va fi un discriminator MF și la unele modele de televizoare un semnal dat de acesta acționează și asupra amplificatorului de FI sunet.

Semnalul de RAA înainte de a fi transformat de circuitele auxiliare poate fi cules de la detectorul video, de pe un alt detector, dar și de la un etaj de videofrecvență atunci cînd legătura între detector și etajul de videofrecvență este directă. În acest caz, tranzistorul sau lampa de VF este folosită ca amplificator de cc și, eventual, de inversor (în funcție de caz este uneori necesară schimbarea tensiunii de RAA produsă de detector). Astfel, pentru comanda cîștigului unei pentode cu pantă variabilă, tensiunea de RAA trebuie să fie negativă față de masă și să devină mai negativă dacă amplitudinea semnalului de la antenă crește.

Pentru tranzistoare acest lucru este funcție de tipul lui npn sau pnp și de alimentare (cu plusul sau cu minusul la masă). Dacă sursa semnalului continuu de RAA este unică, este evident că în unele cazuri va fi necesar să se modifice acest semnal după nevoie.



6

ADAPTOR

TIBERIU URSOIU

Montajul propus spre realizare a fost gîndit inițial pentru folosirea ca intrare-adaptare la un convertor tensiune–frecvență asemănător celui prezentat în colecția „Tehnium" a anului 1988 sau a celor prezentate în „Manual de utilizare — Circuite integrate — volumul 3".

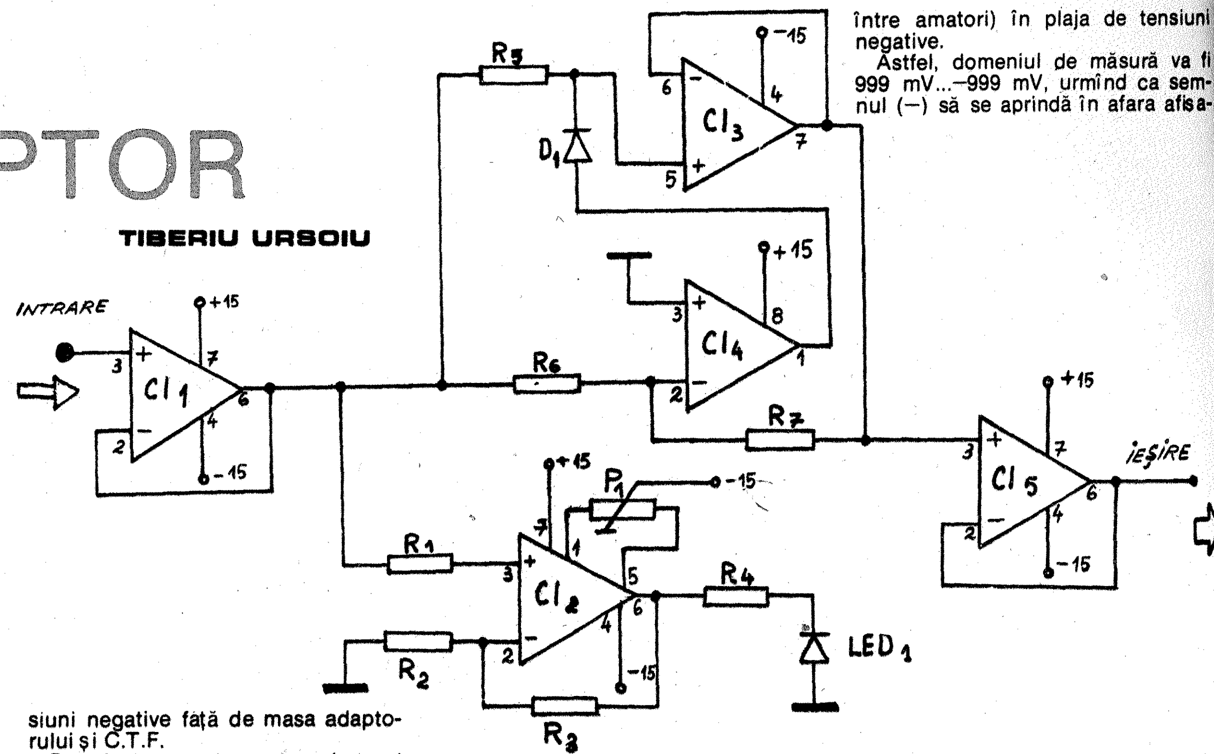
În schemele amintite se poate observa că intrarea nu prezintă facilitatea de polaritate indiferentă, respectiv tensiunea de intrare se măsoară numai în valoare pozitivă față de masa de la intrarea convertorului tensiune-frecvență.

Adaptorul propus face posibilă măsurarea tensiunilor, indiferent de polaritatea acestora față de masa convertorului tensiune-frecvență (C.T.F.), afișînd totodată semnul (–) pentru valori negative.

Prezența unor buffere la intrarea și ieșirea adaptorului permite plasarea între un eventual divizor rezistiv de la intrare și C.T.F. propriu-zis, precum și adaptarea comodă a impedanțelor.

La intrare CI1 ilustrează la modul direct (ca de altfel și CI5) folosirea amplificatorului operațional drept repetor de tensiune cu toate avantajele dorite în acest caz: $A_U = 1$, Z_{IN} ridicată, Z_{OUT} scăzută. În acest mod se facilitează construirea unui divizor rezistiv la intrare, cu impedanța suficient de ridicată, dar și o bună adaptare cu etajele următoare.

Indicatorul de polaritate construit cu CI2 reprezintă o schemă clasică de folosire a amplificatoarelor operaționale. Se remarcă prezența lui P1, necesar pentru compensarea tensiunii de offset ce asigură o indicație corectă a polarității, respectiv aprinderea lui LED1 — semnul (–) — la apariția unei tensiuni negative față de masa adaptorului și C.T.F.



De fapt, acesta este singurul punct de reglaj al întregului montaj. Se recomandă utilizarea unui semireglabil miniatură.

Următorul bloc alcătuit din CI3 și CI4 constituie partea efectivă de adaptare. Principial, circuitul reprezintă un repetor de tensiune (CI3) a cărui intrare este pozitivă indiferent de tensiunea de intrare. Cu tensiune pozitivă la intrare, amplificatorul inversor (CI4) este deconectat prin D1. Cu tensiune negativă, acesta aplică tensiune pozitivă repetorului CI3 prin D1. Tensiunea de ieșire este astfel reprezentată de valoarea absolută a tensiunii de intrare.

Etajul de ieșire este reprezentat de CI5.

Alimentarea cu energie se va face diferențial cu ±15 V, tensiuni uzuale în C.T.F., așa cum se poate observa în schemele evocate.

Pentru executarea montajului se vor folosi piese verificate în prealabil funcțional (circuite integrate, LED, diodă) și valoric (rezistențe). Pentru CI3 și CI4 se recomandă folosirea unui AO dublu de tip 1558B, LM358. Rezistențele vor fi cu cel mult 2% toleranță.

Circuitul imprimat se va executa pe sticlotextolit simplu placat, gros de 1,6 mm.

LED1 se va plasa pe panoul aparatului alături de afișaj — la stînga —, constituind semnul (–).

Odată executat montajul, se va intercala între divizorul rezistiv de intrare și C.T.F.

Menționez că pe lîngă avantajul oferit de acest adaptor în utilizarea C.T.F., se poate îmbunătăți cu un ordin de mărime rezoluția unui voltmetru electronic digital, construit cu circuitul C520D (relativ răspîndit între amatori) în plaja de tensiuni negative.

Astfel, domeniul de măsură va fi 999 mV...–999 mV, urmînd ca semnul (–) să se aprindă în afara afișajului 3 cifre al voltmetrului la citirea tensiunilor negative.

Prezența unui număr redus de componente și avantajele oferite fac din adaptorul descris un montaj ușor de construit și util în aplicații de voltmetrie electronică.

LISTA DE COMPONENTE:

R1, R5	= 10 kΩ (2%);
R2	= 680 Ω;
R3	= 100 kΩ;
R4	= 560 Ω;
R6, R7	= 20 kΩ (1%);
P1	= 10 kΩ, semireglabil multitură;
D1	= 1N4148;
LED1	= LED roșu (verde) dreptunghiular;
CI1, CI2, CI5	= μA741, βA741 (capsulă MP-48);
CI3, CI4	= 1558B, LM358 (capsulă MP-48).

AMPLIFICATOR TV

ION DAN, Botoșani

Transmiterea semnalelor de la două antene de televiziune printr-un singur cablu coaxial la receptor necesită, în general, filtre de separare, filtre care nu întotdeauna sînt ușor realizabile de către constructorii amatori.

O soluție în acest scop cu rezultate foarte bune este utilizarea montajului alăturat, care reprezintă, de fapt, un dublu amplificator.

Fiecare din aceste amplificatoare are un cîștig de 5—6 dB, ceea ce reprezintă avantajul compensării sau al diminuării pierderilor pe cablu. Astfel, amplificatorul construit cu tranzistorul T1 amplifică semnale pînă la 100 MHz, deci semnalele din banda 1 de televiziune, iar amplificatorul cu tranzistorul T2 semnalele cu frecvența de peste 100 MHz, respectiv din banda 3 de televiziune.

Fiecare amplificator este cuplat la cîte o antenă (pe canalul dorit a fi recepționat) prin intermediul unei bucăți de cablu de 75 Ω. Deci fiecare antenă va avea buclă de adaptare la impedanța de 75 Ω.

La primul amplificator în ieșire apare un filtru Collins format din C1L1C2, tip trece-jos, cu frecvența de tăiere de aproximativ 100 MHz. Celălalt amplificator are la ieșire un filtru trece-sus tip T, format din elementele C3L2C4.

După cum se observă din schema electrică, alimentarea amplificatoarelor se face cu 14 V prin Dr3, cablul coaxial și una din diodele D1 sau D2, funcție de polaritatea față de masă a tensiunii. Cuplajul la televizor se face prin intermediul unui condensator de 120 pF al cărui rol este blocarea trecerii spre televizor a tensiunii de alimentare de 14 V.

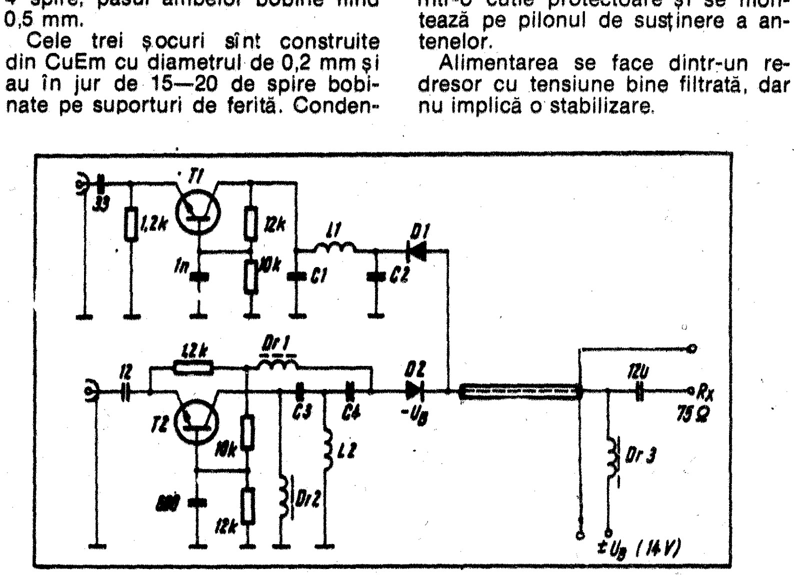
Cele două tranzistoare sînt de tipul BF200 (BF199) sau echivalente, recomandabil a fi selecționate ca să aibă zgomot propriu mic; de remarcat că ambele tranzistoare sînt de tip npn.

Elementele de circuit sînt construite astfel: bobinele L1 și L2 sînt construite din sîrmă de CuAg (se poate și CuEm) cu diametrul de 0,5 mm, bobinele avînd diametrul de 10 mm. Bobina L1 are 7 spire, iar L2 are 4 spire, pasul ambelor bobine fiind 0,5 mm.

Cele trei șocuri sînt construite din CuEm cu diametrul de 0,2 mm și au în jur de 15—20 de spire bobinate pe suporturi de ferită. Condensatoarele din filtre au aceeași valoare, și anume C1 = C2 = C3 = C4 = 22 pF. Diodele D1 și D2 sînt de tipul BA244.

După construcție montajul nu necesită reglaje; se introduce însă într-o cutie protectoare și se montează pe pilonul de susținere a antenelor.

Alimentarea se face dintr-un redresor cu tensiune bine filtrată, dar nu implică o stabilizare.



FIRMA ABAC software propune

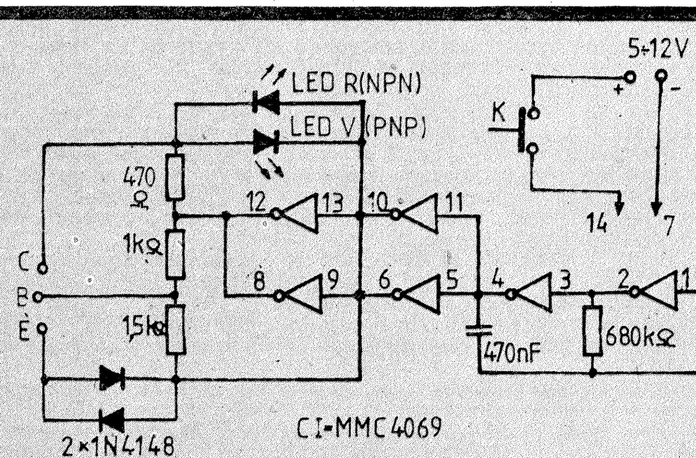
3. Tester de tranzistoare

În figura 3 este prezentată schema unui tester de tranzistoare cu identificarea tipului (npn sau pnp). Tranzistorul ce trebuie testat se conectează la bornele notate E, B și C, conform semnificației acestora (E — emitor, B — bază și C — colector).

Testarea se face alimentînd circuitul. Dacă tranzistorul nu este defect, atunci se aprinde unul din cele două LED-uri, roșu dacă tranzistorul este de tip npn sau verde dacă este de tip pnp.

Prețul kitului este de 149 de lei.

3

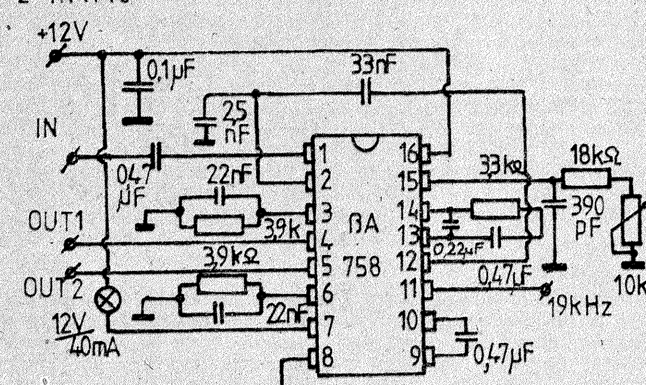


4. Decodor stereo

Orice radioreceptor de unde ultrascurte poate fi transformat pentru recepția emisiunilor stereofonice prin adăugarea unui decodor stereo, cum este cel din figura 4. Avînd în vedere înmulțirea posturilor care emit în stereofonie (România tineret, Radio—Fun, Nova 22), orice amator de muzică își poate îmbunătăți audiția prin realizarea acestui circuit. Comutarea de pe audiție mono pe stereo se face automat și este semnalizată optic.

Prețul kitului este de 149 de lei.

4

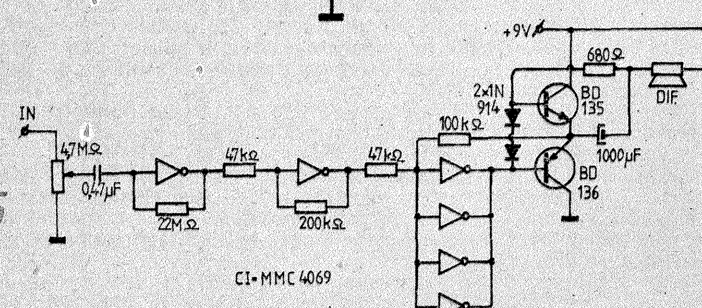


5. Amplificator audio cu CMOS de 4 W

Cu ajutorul unui circuit integrat CMOS4069 se poate realiza un amplificator audio cu performanțe mai mult decît onorabile. Etajul final este realizat cu două tranzistoare complementare de tip BD135—BD136 sau echivalente. Alimentat la 9 V, amplificatorul are distorsiuni mai mici de 1% pentru o putere de ieșire de 1 W. Sensibilitatea de intrare este de 1 mV, iar puterea de ieșire este de 4 W dacă montajul este alimentat la o tensiune de 12—15 V.

Prețul kitului este de 89 de lei.

5



Măsurarea timpului de deschidere a OBTURATOARELOR FOTOGRAFICE

C. STĂNCULESCU

Obturatorul aparatului fotografic permite luminii să impresioneze pelicula într-o perioadă de timp corespunzător expunerii dorite.

Timpul de expunere este determinat în funcție de lumină, de diafragmă, de sensibilitatea filmului, de natura efectelor dorite etc.

Reglajul timpului cît obturatorul este deschis, uneori impropriu denumit „viteza obturatorului", se face fie manual, fie automat (în cazul folosirii flashului). În acest ultim caz, celula fotosensibilă oferă informații asupra intensității luminoase unui circuit electronic care comandă timpul de deschidere a obturatorului.

Măsurarea duratei reale a deschiderii permite verificarea stării tehnice a unui obturator și cunoașterea diferenței existente în raport cu timpul teoretic pentru o eventuală depanare. Vom vedea că cea mai bună soluție pentru eliminarea erorilor determinate de timpul de expunere este modificarea diafragmei sau a vitezei.

Măsurarea cu osciloscop remanent

Principiul acestei măsurători constă în cuantificarea variației de intensitate a curentului printr-un element cu proprietăți fotorezistente și un timp de răspuns foarte rapid.

Schema din figura 1 este simplă. Cînd obturatorul este închis, LDR are o valoare maximă fiindcă lumina becului nu acționează direct. Dacă obturatorul este declanșat, diafragma rămînînd deschisă, fotorezistența este puternic luminată. Rezistența descrește și curentul în circuit (rezistența R, bateria B și fotorezistența) crește. Căderea de potențial la bornele lui R este mai importantă și semnalul, a cărui durată este în relație cu timpul de expunere a fotorezistenței LDR, apare pe ecranul osciloscopului. Acest semnal este foarte scurt și osciloscopul trebuie să prezinte o remanență, chiar ușoară, pentru ca lungimea sa să fie măsurabilă. Pentru a obține un semnal lizibil și utilizabil, viteza de baleiaj este reglată astfel ca durata totală să fie cu 50—100% superioară duratei de obturare reală.

Baza de timp trebuie să fie în poziția „declanșat", sincronizarea „internă", frontul „pozitiv" și pragul la „zero", astfel ca semnalul analizat să se înscrie pe ecran de la începerea baleiajului.

Rezistența R nu este critică. Valoarea se poate situa între 50—500 Ω. Ea depinde de sensibilitatea osciloscopului. B este o sursă de tensiune continuă între 2—10 V.

Lama de sticlă L provoacă o difuzie a luminii astfel ca nici o imagine să nu poată fi formată. Această lamă nu e necesară dacă becul este alb. Becul este plasat chiar în fața obiectivului aparatului fotografic. Puterea este aleasă astfel ca fotorezistența să fie saturată de lumină cînd obturatorul este deschis. Un bec de 40—60 W este suficient. El trebuie stins între măsurători pentru a nu încălzi excesiv obiectivul.

Fotorezistența LDR (de orice tip) se plasează în planul filmului în centrul ferestrei de expunere. Suprafața sensibilă a celulei este redusă de o fantă de un milimetru lărgime realizată cu ajutorul unei panglici adezive negre. Această fantă este plasată pe axul de translație principal al obturatorului.

Încercările prezentate s-au realizat cu un bec obișnuit de 40 W (A), de sticlă albă, o baterie plată de 4,5 V (B), o rezistență de 300 Ω (R), un osciloscop de 100 mV/cm și cu o liniaritate perfectă în abscisă.

LDR este o fotorezistență cu siliciu, fotodiodă cu siliciu sau fototranzistor.

Rezultate

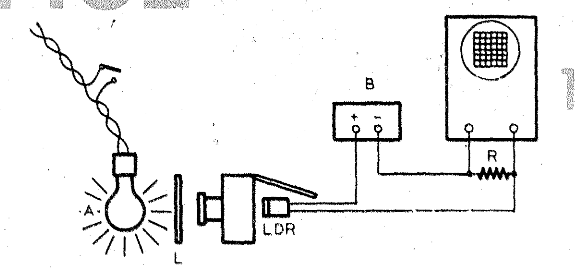
Semnalul ideal trebuie să aibă aspectul din figura 2. În practică fotorezistența are o anumită inerție și semnalul se aseamănă cu cel din figura 3. Durata semnalului este superioară timpului (t) de expunere, dar este ușor de reperat momentul închiderii obturatorului fiindcă în acel moment semnalul prezintă o bruscă variație a pantei. Figura 4 prezintă curba obținută cu un aparat fotografic echipat cu un obturator cu perdea considerat la o expunere de 1/1 000. Timpul de expunere este de 2 milisecunde (1/500 s). Obturatorul rotativ al unui alt aparat reglat pentru o deschidere de 1/500 a permis înregistrarea din figura 5.

Timpul real este de 3 milisecunde — 1/330 s. Al treilea obturator cu perdea reglat pentru 1/125 a permis înregistrarea curbei din figura 6.

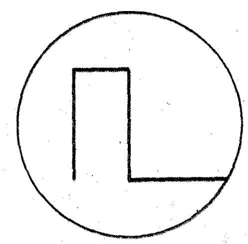
Timpul real de expunere de 8 milisecunde corespunde la 1/125 s.

Figura 7 arată un timp de deschidere de 60 milisecunde (1/17), măsurat cu obturator rotativ reglat la 1/15. Ondulațiile vizibile pe platoul desenat de curbă corespund modulării intensității luminoase în ritmul curentului alternativ care alimentează becul, a cărui inerție termică este slabă pentru a urmări variațiile alimentării.

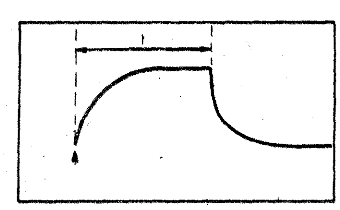
Cu un osciloscop clasic putem spera la o precizie de 10% pentru timpii de expunere inferiori lui 1/30 s. Erorile pot fi mai mari la timpii situați între 1/30 și 1/10 s.



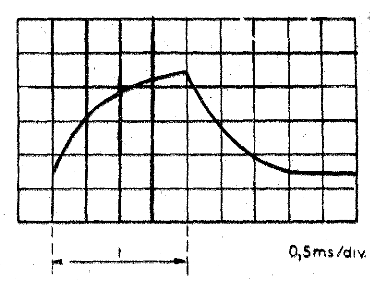
1



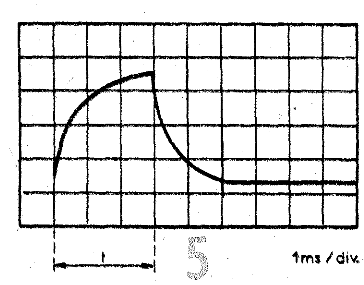
2



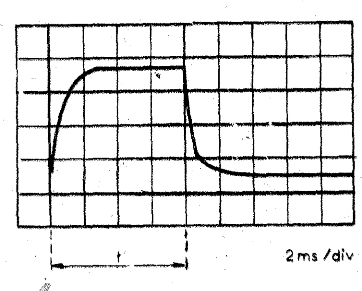
3



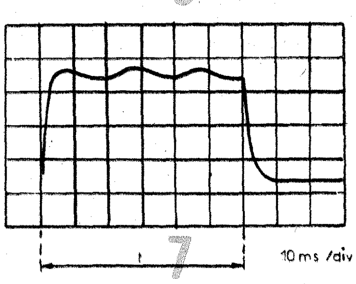
4



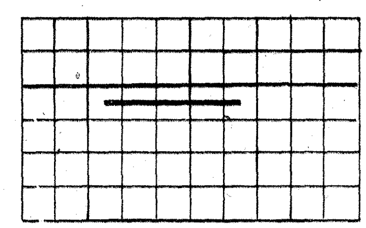
5



6



7



8

Măsurători cu înregistrare pe film

Această metodă permite utilizarea aparatului fotografic încercat pentru fotografierea oscilogramelor. El trebuie să aibă priză de sincronizare pentru flash, punere la punct pentru distanță scurtă (15 cm) și obturator focal (plasat chiar în fața filmului, obturator cu perdea, de exemplu).

Principiul este elementar. Este vorba de fotografierea spotului în mișcare; în timpul deschiderii obturatorului, spotul se deplasează pe o distanță pe care este suficient s-o măsurăm pentru a cunoaște timpul de deschidere, viteza de translare a spotului fiind, evident, cunoscută.

Dacă, de exemplu, după developarea filmului vom constata că spotul a lăsat o urmă de 4 diviziuni în lungime, știind că viteza sa este de o diviziune pe milisecundă, vom deduce că deschiderea a durat 4 milisecunde — 1/250 s (figura 8).

Tubul catodic nu trebuie să fie persistent, astfel este imposibil de situat limita urmei datorate deplasării spotului în timpul deschiderii și urma datorată remanenței.

ILUMINATUL ÎN TEHNICA FILMĂRII

Ing. MIHAIL FLORESCU

(URMARE DIN NR. TRECUT)

O altă restricţie este legată de deplasarea subiectului în axul camerei la aparatele fără diafragmă automată.

Dacă subiectul se află iniţial la o distanţă de 7 m şi înaintează la numai 3,5 m de cameră, iar diafragma iniţială era 8, este, oricît de ciudat ar părea, necesar să mărim diafragma la 6,5, pentru a compensa scăderea iluminatului general dat de imaginea cerului.

Un alt factor important este şi anotimpul în care se filmează. Vara, peisajele marine sau de suprafeţe plane cu detalii reduse fac ca în primul plan subiectul să pară obscur. În acest caz, se vor utiliza diferite filtre colorate şi nu se vor încerca artificii dificile de iluminare.

Toamna, lumina este, în general, mai difuză şi se pot realiza aproape orice efecte de filmare, practic fără restricţii deosebite. Pentru a evita unele erori se recomandă în schimb utlizarea de filtre verzi sau portocalii şi a parasolarului (funcţie de tipul peliculei).

Iarna, mai ales pe zăpadă, apar probleme de calculare a diafragmelor. Se recomandă filtre verde-galben şi compensarea iluminatului prin alegerea momentului zilei în care se face filmarea. Se exclude unghiul de filmare care introduce reflexii puternice ale soarelui pe zăpadă direct în axul camerei.

Este evident că prin combinarea luminii naturale cu surse artificiale se pot compensa majoritatea problemelor, dar tehnica este scumpă şi nu la îndemîna oricui.

O etapă deosebită este aceea a filmărilor de interior cu iluminare naturală printr-o fereastră. Aproape întotdeauna este necesară o reflexie suplimentară, ca în figura 3, pentru atenuarea umbrelor.

Dacă subiectul se filmează pe fondul ferestrei se vor plasa două suprafeţe puternic reflectante de o parte şi de alta a camerei (sau două surse artificiale) pentru egalizarea luminii pe subiect şi pe fond.

2. Iluminatul interior

Iluminatul interior este cel mai apt pentru orice efecte artistice dar are dificultatea de a necesita investiţii destul de mari.

Date concrete privind nivelul de iluminare sînt foarte greu de indicat, ele variind funcţie de aparatură, peliculă şi profunzimea cîmpului. Ne vom mulţumi să indicăm aici numai strict condiţiile tehnice ale iluminatului.

În figura 4 sînt prezentate tipurile de bază ale reflectoarelor, iar în figura 5 ale lentilelor uzuale. În practică se combină reflectorul cu un sistem de lentile. Pentru reflectorul parabolic se utilizează şi un sistem de reglaj al poziţiei sursei (figura 6), care permite varierea spotului de lumină rezultant. În principal, selectarea surselor de lumină se face pentru iluminarea concentrată a subiectului sau pentru cea generală a cadrului.

În cazurile în care fundalul este foarte deschis la culoare se poate renunţa la un iluminat special al acestuia.

Dacă însă avem personaje la o masă în mijlocul unei camere mari, atunci se impune şi un iluminat difuz al întregului plan al camerei.

Şi în cazul surselor artificiale de lumină se pot utiliza panouri reflectante, iar uneori şi panouri obturante (figura 7). În plus, se montează la surse şi diferite ecrane difuzante din sticlă mată, colorată, pînză etc., după necesităţi şi experienţă.

La iluminatul de fond va trebui să se acorde o importanţă mare eliminării reflexiilor nedorite ce se datorează obiectelor din cadru (oglinzi, geamuri, ecran TV etc.) mai ales cînd se schimbă poziţia camerei de luat vederi.

În figura 7 sînt grupate diferite scheme de aşezare a luminii faţă de subiect, fără a considera iluminatul de fond necesar de la caz la caz.

a) Lampa nitraphot de 250-300 W se află la cca 1,5 m faţă de subiect, lumina fiind compensată de un reflector R. Se obţine un contrast plăcut, fără durităţi.

b) Utilizarea lămpilor simetrice la o distanţă mai mare. Se alege acest sistem cînd se impune o rotaţie a camerei simultan cu lămpile. Se poate regla astfel clar sistemul de umbre şi contraste.

c) O versiune cu două lămpi, situate de aceeaşi parte a axului camerei, permite modelarea artistică a umbrelor şi, de obicei, reduce necesitatea iluminării generale (lămpile se află la 1 şi, respectiv, 2 m pentru 250 W).

d) Sistemul cu ecran opac O compensează strălucirea forţată a feţelor şi aduce un aport mai mare al fundalului.

e) Sistemul cu o lampă în spate duce la efectele de aureolă căutate în filmarea mireselor, dar trebuie dozat cu atenţie şi după unele experienţe prealabile.

Filmarea siluetelor aduce uneori efecte interesante. Se poate realiza simplu în două moduri:

— Se fixează pe cadrul unei porţi o ţesătură albă, întinsă perfect. Subiectul se plasează de aceeaşi parte cu camera, din partea opusă fiind asigurat un iluminat puternic şi uniform. Prin joc de diafragmă se obţine efectul dorit.

— Se utilizează un perete alb sau pastel ca fundal, puternic iluminat şi se filmează subiectul pe acest fond.

Siluetele parţiale (evidenţiate cu detalii limitate) se obţin din jocul între iluminatul zonat al subiectului şi lumina de fond.

Combinînd şi experimentînd, cineamatorul îşi va alege soluţiile cele mai convenabile scopului propus.

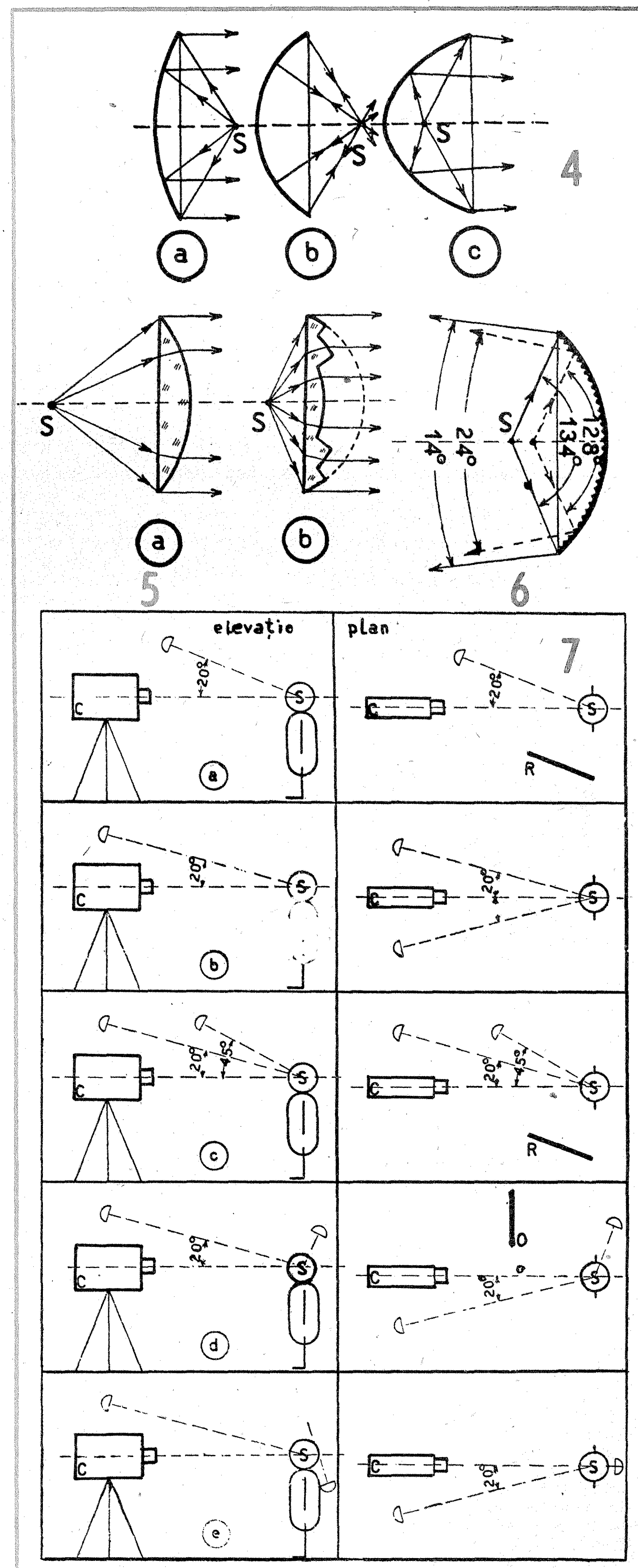
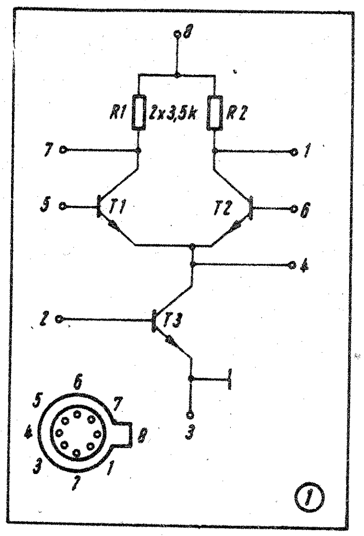


Fig. 4. Reflectoare: a) parabolic; b) sferic; c) eliptic.

Fig. 5. Lentile: a) planconvexă; b) planconvexă cu focar scurt şi grosime redusă.

Fig. 6. Poziţia sursei în reflectorul parabolic

VOLTMETRU



Montajul folosește un circuit MBA125-Tesla, care este un amplificator diferențial și realizează un voltmetru cu impedanța de intrare de aproximativ 3 MΩ/V.

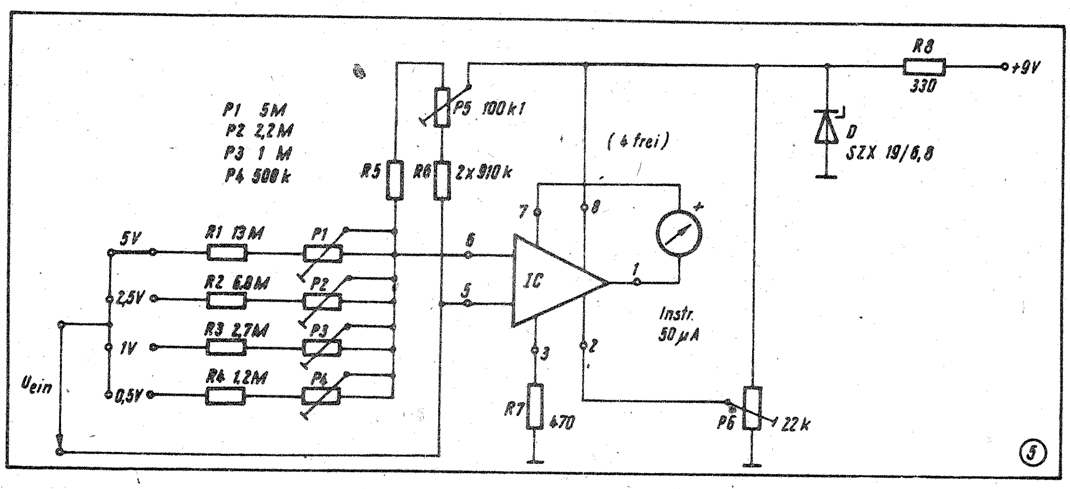
Gamele de măsură sînt: 5 V; 2,5 V; 1 V; 0,5 V.

Se folosește un instrument indicator cu sensibilitatea de 50 μA.

Valorile tensiunilor pe fiecare terminal sînt: 1 și 7 = 4,8 V, determinat de rezistoarele R5 și R6; 8 = 6,8 V; 2 = 2,8 V (din P6); 3 = 0,6 V.

Alimentarea se face cu 9 V, apoi stabilizată la valoarea de 6,8 V cu o diodă Zener.

JUGEND UND TECHNIK, 5/1980



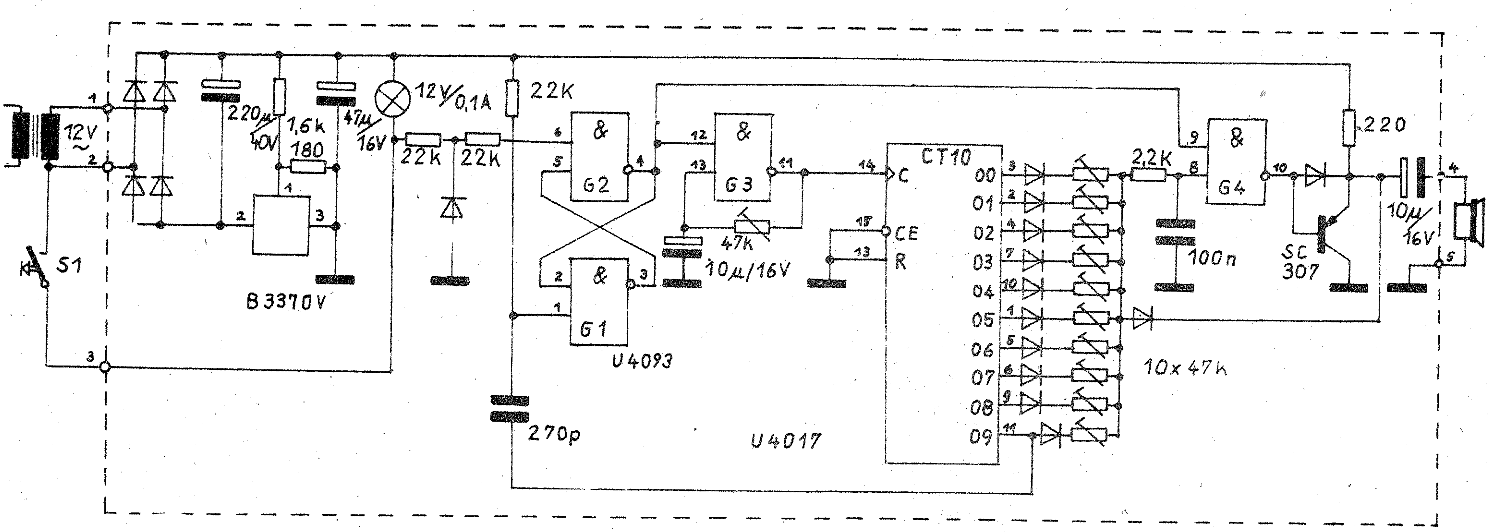
GONG

Montajul este construit cu circuite CMOS de tipul 4093 (patru circuite NAND cu două intrări) și 4017 (numărător decadic cu 10 ieșiri decodificate).

În redresor se folosesc 4 diode tip 1N4001 sau o punte 1PM05, tensiunea redresată fiind apoi stabilizată. Celelalte diode sînt de tipul 1N4148.

Transformatorul este de tipul celor folosite la sonerii.

JUGEND UND TECHNIK, 2/1989



REGULATOR DE TEMPERATURĂ

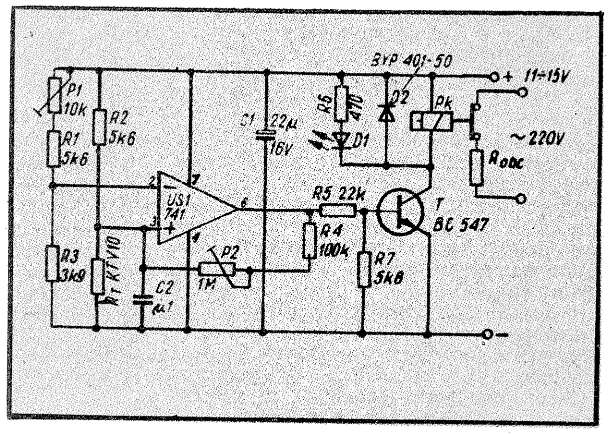
Construit cu un circuit βA741 (8 terminale) și un tranzistor de tipul BD137, montajul poate acționa în domeniul de temperatură cuprins între −50°C și +150°C.

Elementul sesizor al temperaturii este un termistor care la temperatura de +25°C are rezistența de aproximativ 2 kΩ.

În zona de la 0 la 100°C, precizia de acționare este de 0,5°C.

Alimentarea se face cu tensiune stabilizată.

RADIOELEKTRONIK, 5/1990



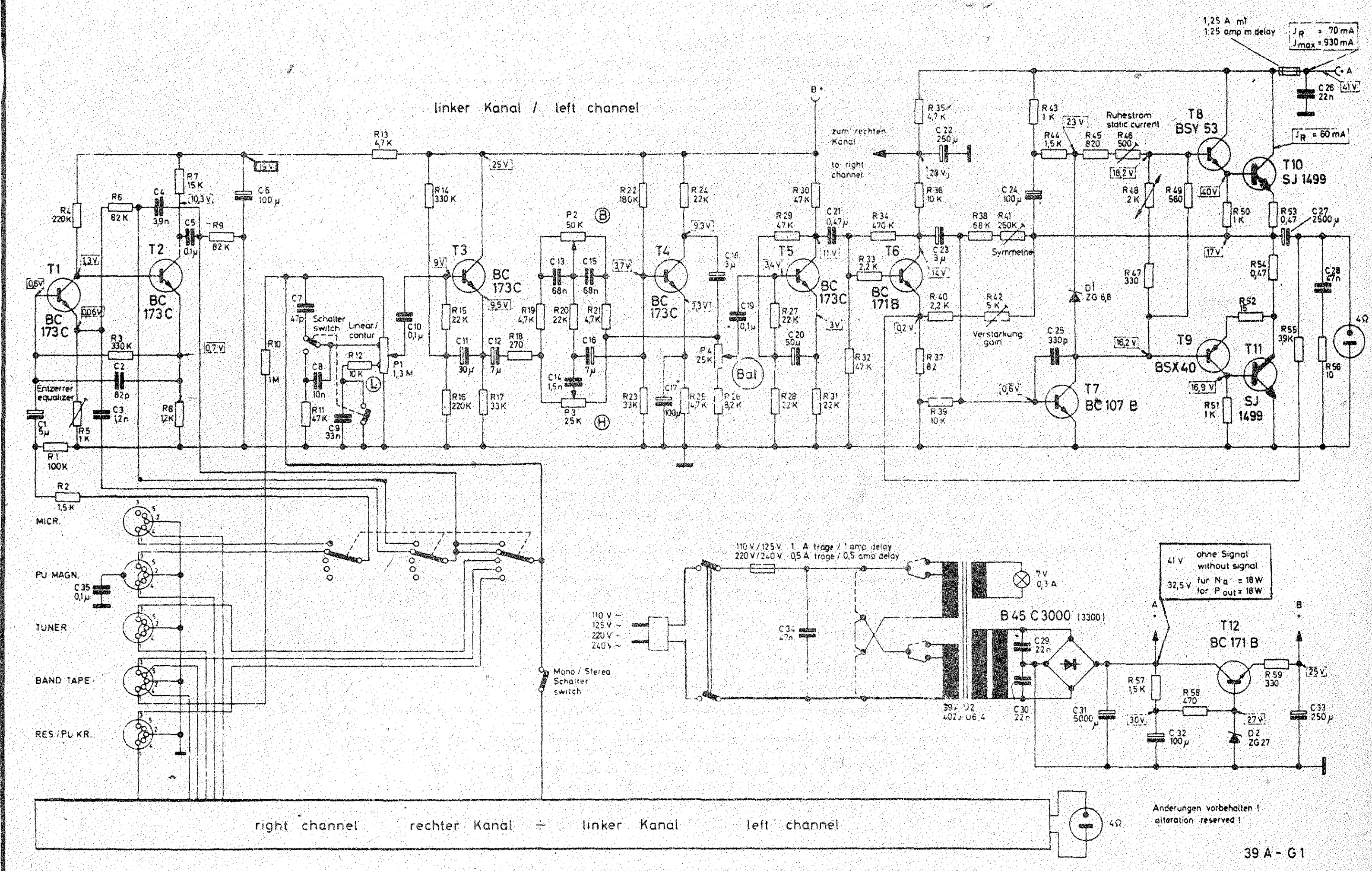
SERVICE

BACIU DAN — Botoșani
Sistemul de antene propus este nerealizabil practic. Antena care se utilizează în banda de 10 GHz este de tip parabolic și pentru acest tip de antenă se construiesc și convertoarele.
CONSTANTIN ADRIAN — Ploiești
Vom căuta schema și vă vom trimite o copie.
TOLOȘ IULIAN — Slatina
În paralel cu condensatoarele trimer de la blocul de intrare montați cîte un condensator de 22 pF.
ZARCO CONSTANTIN — Botoșani
Pentru orice tip de emițător vă trebuie autorizație.
La televizor verificați starea tuburilor electronice.
OLIVOTTO TUDOR — Scăieni, Prahova
Antenele la care vă referiți nu au eficiență, ele fiind rodul doar al imaginației. Vă recomandăm să vă construiți antene Yagi.
VIZITIU CONSTANTIN — Fălticeni
Ca să aveți tensiune stabilizată la 220 V, folosiți un stabilizator ferorezonant (au existat în comerț). Pentru perioade scurte construiți un convertizor alimentat de la un acumulator. Un astfel de convertizor a fost publicat în revista noastră.
DICU CRISTIAN — Constanța
Vi s-au expediat poștal informațiile solicitate.
PUGHIU EDUARD — București
Firma Gründig nu are reprezentanță în București.
SAVU DAN — Constanța
Defecțiunile enumerate atît la casetofoane, cît și la televizor pentru a fi remediate apelați la serviciile unui specialist; defectele sînt complicate și aparatele scumpe.
ZAPROȚAN CRISTIAN — Iași
Scrisoarea a fost remisă autorului și constructorului receptorului.
PAVEL VIRGIL — București
Verificați starea tubului PY88.
IANCHIS IONUȚ — Cluj
Schemele solicitate au fost publicate în numerele 9/1977, 1/1983 și 12/1983.
POPESCU ILIE — Motru
Scheme pentru producerea unor efecte acustice au fost publicate și vă recomandăm revistele 10/1981, 2/1984, 1/1989 și 5—6/1990.
ANDREI IOAN — Galați
Vi s-a trimis prin poștă nr. 4/1990 care vă lipsea din colecție.
LUPȘA SILVIU — jud. Alba
Vom încerca să vă trimitem cele solicitate.
VELA ILIE — Sichenița 184, jud. Caraș-Severin
Doreşte să achiziționeze colecția „Tehnium" pe anii 1982 și 1983.

I.M.

DUAL CV40

Amplificatorul DUAL CV40, îndeplinind normele standardului DIN 45500, este considerat ca un echipament de înaltă fidelitate, fiind construit în varianta stereo. Selectarea semnalelor la intrare se face cu un comutator rotativ pentru: doză magnetică, microfon, doză piezo, radio și magnetofon.
Sensibilitatea pe fiecare intrare este: doză magnetică 4 mV; microfon 3 mV; tuner 350 mV; doză cristal 350 mV; magnetofon 50 mV.
Banda de trecere este de 10 Hz—45 kHz, cu o neliniaritate de ±1,5 dB.
Puterea debitată este de 2 x 24 W în regim muzical și 2 x 8 W în regim sinusoidal continuu. Impedanța de ieșire este 4—16 Ω. Consumul de energie este de aproximativ 80 VA.
Controlul tonalității este de ±17 dB la 40 Hz și la 18 kHz.



Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. FLORESCU, ing. C. IVANCIOVICI, C. STĂNCULESCU
Secretariat: M. PĂUN, M. NICOLAE
Corectură: V. STAN

Administrația: Editura „Presa Liberă"

Tiparul executat la Combinatul Poligrafic București

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESĂ, P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.